

(19) 世界知识产权组织  
国际局(43) 国际公布日:  
2004年5月13日(13.05.2004)

PCT

(10) 国际公布号:  
WO 2004/040870 A1(51) 国际分类号<sup>7</sup>: H04L 25/49, H03F 1/32

(21) 国际申请号: PCT/CN2002/000774

(22) 国际申请日: 2002年10月31日(31.10.2002)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(71) 申请人(对除美国以外的所有指定国): 深圳市中兴通讯股份有限公司(ZTE CORPORATION) [CN/CN]; 中国广东省深圳市南山区高新技术产业园科技南路中兴通讯大厦, Guangdong 518057 (CN)。

(72) 发明人: 及

(75) 发明人/申请人(仅对美国): 刘晓伟(LIU, Xiaowei) [CN/CN]; 中国广东省深圳市南山区高新技术产业园科技南路中兴通讯大厦, Guangdong 518057 (CN)。

(74) 代理人: 北京市中咨律师事务所(ZHONGZI LAW OFFICE); 中国北京市海淀区三里河路甲11号中国建材大厦C座三层, Beijing 100037 (CN)。

(81) 指定国(国家): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ,

DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW

(84) 指定国(地区): ARIPO专利(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚专利(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲专利(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR), OAPI专利(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)

根据细则4.17的声明:

— 发明人资格(细则4.17(iv))仅对美国

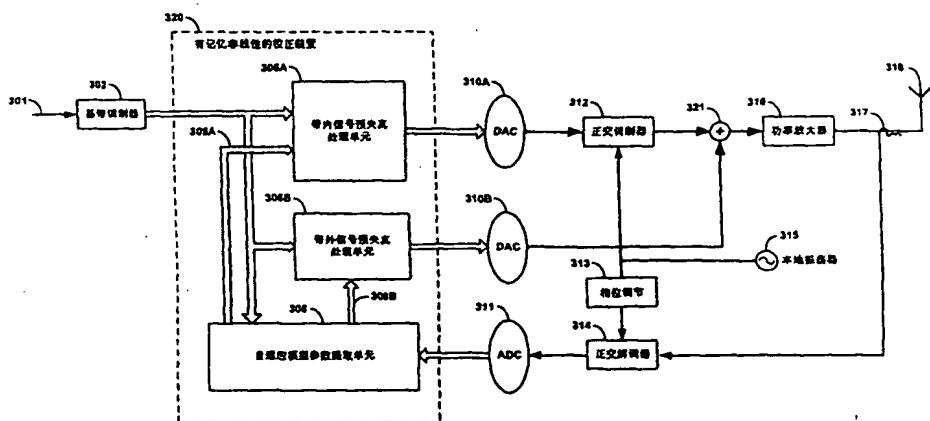
本国际公布:

— 包括国际检索报告。

所引用双字母代码和其它缩写符号, 请参考刊登在每期 PCT公报期刊起始的“代码及缩写符号简要说明”。

(54) Title: A METHOD AND SYSTEM FOR BROADBAND PREDISTORTION LINEARIZAION

(54) 发明名称: 一种宽带预失真线性化的方法与系统



302...BASEBAND MODULATOR  
 306A...IN BAND SIGNAL PREDISTORTION  
 UNIT  
 306B...OUT OF BAND SIGNAL PREDISTORTION  
 UNIT  
 308...ADAPTIVE MODEL PARAMETER  
 EXTRACTION UNIT  
 310...QUADRAPHASE MODULATOR  
 312...PHASE ADJUSTMENT  
 313...QUADRAPHASE MODULATOR  
 315...LOCAL OSCILLATOR  
 316...POWER AMPLIFIER  
 320...NONLINEAR CORRECTING DEVICE  
 WITH MEMORY

WO 2004/040870 A1

(57) Abstract: The invention relates to a method and system for broadband digital predistortion linearization, which used to overcome the influence of memory effect in the radio frequency power amplifier, to expand the digital predistortion linearization bandwidth, and to improve the digital predistortion linearization performance. The method and system, according to characteristic parameter of amplifier, can get the in band and out of band predistortion signal, and then the combined signals be inputted to power amplifier as input signal; A part of the output signal from the power amplifier can be the feedback signal, compare it to the original input signal, and according to the comparative result, characteristic parameter of amplifier of in band and out of band predistortion signal be generated by adaptive adjustment, so that the waveforms or frequency spectrum of feedback signal and input original signal could be nearest.

[见续页]



---

(57) 摘要

一种宽带的数字预失真线性化方法和系统，用于克服射频功率放大器中记忆效应的影响，扩展数字预失真的线性化带宽，提高数字预失真的线性化性能，该方法和系统主要是根据放大器的特性参数，得到带内预失真信号和带外预失真信号；将所述带内预失真信号进行上变频，并将其与未经过上变频的带外预失真信号相加后作为输入信号输入给功率放大器；从功率放大器的输出取出的一部分作为反馈信号，将该反馈信号与原输入信号比较，并根据上述比较结果，自适应的调整用以产生带内预失真信号和带外预失真信号的放大器特性参数，以使反馈信号与原输入信号在时域波形上或频谱上尽量接近。

## 一种宽带预失真线性化的方法与系统

### 技术领域

本发明涉及一种用于线性化无线电发射机的方法和系统，具体而言，涉及一种采用宽带数字预失真线性化技术改善无线电发射机线性度的方法和系统。

### 背景技术

近年来，随着无线通信在世界范围内的迅速发展，无线频谱资源日益紧张。为了更有效的利用有限的频谱资源，许多无线通信系统都采用了频谱利用率更高的线性调制方式。由于线性调制信号的相位与幅度均携带有用信息，因此对这种信号的任何非线性放大均会造成误码率的增加以及对相邻无线频道的干扰。这两种不良效应都是在设计无线通信系统时应极力避免的，所以线性调制信号一定要求高线性度的放大。

为了提高射频功率放大器的线性度，通常的做法是使放大器的输出功率远低于放大器的 1dB 压缩点，即只利用射频功率放大器的一小段相对线性的输入输出特性来获得高线性度的放大，这种方法称为功率回退。然而，功率回退技术有着明显的缺点：第一、靠这种方法获得的线性度的改善是以牺牲放大器的功率效率为代价的，这意味着放大器的功率输出能力没有得到充分利用，从而使得放大器的功率效率降低，成本升高；其次，功率效率的低下意味着大部分功率都要以热的方式耗散掉，这会给整个基站的通风散热系统带来巨大的压力；最后，低效率的功率放大器需要更大容量的电源系统，这也是造成发射机成本增加的一个重要因素。为了提高放大器的功率效率，降低发射机成本，一个很自然的做法是使功率放大器工作于线性度较低而功率效率较高的状态，然后采取一定的措施从外部提高放大器的线性度，这些措施统称为线性化技术。

传统的线性化技术有前馈线性化技术和反馈线性化技术，这两种技术均在各种无线通信系统中得到广泛应用。然而这两种技术都存在局限性：前馈技术的主要问题是放大器的功率效率很低、结构复杂、造价高；而反

馈技术存在环路稳定性和带宽受限的问题。因此，这两种技术均不能在宽频带上按照下一代移动通信基站所要求的功率效率水平提供高线性度的放大。

另一种常用的线性化技术是预失真技术，它能够取得比前馈技术更高的功率效率。与前馈技术不同的是，预失真是在信号被放大之前实施补偿，即事先对输入信号进行预失真处理，使得信号在经过预失真处理与非线性放大后的整体效果接近于线性放大。预失真技术分为数字基带预失真、模拟基带或中频预失真和射频预失真三种，其中基于数字信号处理的自适应的数字基带预失真技术近年来获得了迅速的发展。通常的数字基带预失真技术是将事先计算好的预失真补偿参数保存在一个一维预失真表格（Look-Up Table，简称 LUT）中，然后根据当前时刻输入信号的大小计算出一个地址量，在预失真表格的相应位置找到相应的预失真补偿参数后，按某种算法（与原信号相加或相乘）对输入信号进行校正。这里确定表格中补偿参数的方式是使经过预失真处理后的信号刚好能补偿放大器非线性的影响。

为了使预失真线性化的补偿效果能够跟踪由于季节、天气、环境等外界因素和放大器工作点的变化、放大器特性随使用年限的漂移等内部因素造成的大器特性的变化，通常需要一个反馈支路。这个反馈支路耦合一部分放大器的输出作为反馈参考信号，根据输入信号与反馈信号之间的差别对预失真表格中的预失真参数进行调整。这种调整通常不是实时的，但这样做是合适的，因为放大器的特性不可能在很短的时间内有明显的变化。

但是，如果不采取特别的措施，数字预失真线性化方案能提供的线性化带宽和线性化性能均十分有限，这是因为在放大器中存在着记忆效应。记忆效应的存在极大程度上影响了预失真的效果，而且带宽愈宽，记忆效应的影响就愈严重。从时域上看，当存在记忆效应时，放大器的失真特性不仅与当前的输入值有关，还与放大器以前的输入值有关；从频域上来看，记忆效应意味着放大器的非线性失真分量的幅度与相位将随输入信号的调制频率变化，这样一个变化的失真信号是无法用固定幅度和相位的预失真信号完全补偿的。

图 1A - D 示出了当记忆效应存在时与记忆效应不存在时放大器非线性互调失真的情况。

图 1A 是放大器中不存在记忆效应时的情况。双音输入信号在通过放大器放大后，放大器的非线性将产生新的频谱分量，其中放大器的三阶非线性将会在双音频谱的上边带与下边带分别产生 IM3L (下边带三阶非线性互调失真分量) 与 IM3H (上边带三阶非线性互调失真分量)，由于这时放大器不存在记忆效应，其 IM3L 与 IM3H 互调失真分量的幅度与相位均相等。图 1A 中只显示出互调失真信号的幅度。

图 1B 是放大器中存在记忆效应时的情况。这时放大器中的记忆效应将导致 IM3L 与 IM3H 互调失真分量的幅度不相等。这种互调失真分量在幅度上的不对称通常是放大器的电学记忆效应造成的。虽然图中只显示了 IM3L 和 IM3H 互调失真分量的幅度，但这并不意味着它们的相位是相等的。实际上，在通常情况下，IM3L 与 IM3H 的相位与幅度均不相等。

图 1C - D 是放大器中存在记忆效应时的另一种情况。虽然图 3C 显示 IM3L 与 IM3H 互调失真分量在幅度上相等，但是实际上它们的相位是不相等的，这种互调失真分量在相位上的不对称通常是放大器的热学记忆效应造成的。设想一个预失真信号，其大小与 IM3L 相等，相位相反。这样的补偿信号刚好能补偿 IM3L，但是却不能补偿 IM3H，最后，剩下的互调失真是此预失真信号与 IM3H 的矢量合成，显然，当  $\phi \neq 0$  时，合成信号不为零，并且补偿后的 IM3H 的幅度有可能大于或等于补偿前的 IM3H 的幅度 ( $\phi > 30^\circ$  )。

图 1B - D 所示的记忆效应将导致不对称的 IM3L 与 IM3H 互调失真分量这个事实将对预失真线性化产生严重的影响，因为基于放大器的带内非线性失真特性产生的 IM3L 与 IM3H 互调失真补偿分量的幅度与相位都是一致的。由于预失真补偿的效果对补偿信号与失真信号之间的幅度与相位匹配非常敏感，所以对称的补偿信号无法完全补偿记忆效应造成的不对称的 IM3L 与 IM3H 互调失真分量。

由于数字预失真线性化方案一般是根据放大器的带内非线性失真特性，即调幅到调幅和调幅到调相的转换特性(以下称放大器的 AM-AM & AM-PM

特性)确定补偿参数的,这种AM-AM & AM-PM特性只能描述上下边带完全对称的互调失真行为,因此,由此确定的补偿参数只能补偿上下边带完全对称的互调失真。然而记忆效应将导致上下边带互调失真分量不对称的情况发生,对称的补偿信号显然是无法补偿不对称的失真信号的。

图2是现有技术中一个典型的窄带数字预失真系统的框图。输入信号101经过基带调制器102后调制成为数字基带信号,该信号首先经过寻址电路104产生一个地址信号,该地址信号比例于输入信号的幅度。根据此地址信号,在放大器非线性补偿参数表格107的相应单元中检索出相应的补偿参数,这个补偿参数与原调制信号通过复数乘法器106实现相乘以产生一个经过校正的预失真信号。这个预失真信号经过数模转换器110转换到模拟基带,再经过正交调制(上变频)器112将此预失真信号调制到射频频率,最后由功率放大器116放大后经发射天线118发射出去。功率放大器116输出功率的一部分由定向耦合器117耦合出来,经过正交解调(下变频)器114正交解调并下变频到模拟基带,再由模数转换器111将此反馈信号转换到数字基带。在数字基带,将此反馈信号与经过延时器103延时后的原输入信号在信号比较器109中进行比较,作为比较结果的误差信号将去控制参数更新单元108产生一个参数更新信号,以更新放大器非线性补偿参数表格107中的放大器非线性的补偿参数。延时器103的延时通过延时调整器105进行延时调整,延时调整器105是通过比较经过延时器103延时后的原输入信号与反馈信号而得到延时调整信号的。该装置的载频信号由本地振荡器115提供给正交调制器112和正交解调器114,在本地振荡器115与正交解调器114之间还存在一个相位调节器113,这个相位调节器113调整正向放大支路与反馈支路之间的射频相位差,以使整个系统保持稳定。由于这样的补偿装置对非线性的校正只是根据当前输入信号的大小与放大器的AM-AM & AM-PM转换特性,没有考虑放大器的记忆效应,因而只能补偿给定频点附近的无记忆的非线性失真,其能达到的线性化性能与能提供的线性化带宽都很有限。

美国专利No.6,356,146中公开了一种对图2所示的窄带数字预失真补偿方案的改进方案,如图3所示,其改进包括:(1)将复增益校正的相乘

关系变为采用一个有限冲激响应滤波器 (FIR) 的滤波补偿, 这种补偿的优点是计入了补偿量随频率的变化; (2) 将 FIR 滤波器 206 的参数保存在一个三维补偿参数数据结构 207 中。如图所示的这个数据结构有三个地址检索入口, 分别是幅度检索入口 204A、微分检索入口 204B、积分检索入口 204C, 整个数据结构是三维的, 补偿系数通过以上三个检索入口寻址得到, 这样得到的补偿系数将与当前输入信号的幅度、输入信号的积分值 (过去信号的影响)、输入信号的微分值 (输入信号的带宽) 都有关系。在作这样的改进之后, 补偿信号不但与当前信号的幅度有关, 还与过去时刻的输入信号及输入信号的变化率有关, 因此该装置能够补偿放大器的时变的非线性特性和随输入信号调制频率变化的非线性特性。三维补偿参数数据结构 207 的检索入口可以不限于以上三种, 图 3 中描述了另外一种检索方式以替代积分检索入口 204C, 即用一个温度传感器 219 感应放大器的温度的变化, 并将此感应信号通过模数转换器 211 变换到数字基带, 通过地址指标计算器 204D 计算出相应维度的地址量。以上 FIR 滤波器 206、三维补偿参数数据结构 207、幅度检索入口 204A、微分检索入口 204B、积分检索入口 204C 统称为失真补偿信号处理器 220。这种补偿方案以某种方式考虑了随时间和随输入信号调制频率变化的放大器的 AM-AM & AM-PM 转换特性, 因此较之图 2 所示的窄带数字预失真的补偿方案, 它的补偿效果要好一些, 能提供的线性化带宽也宽一些。但是这种方案的出发点仍然是放大器的带内的 AM-AM & AM-PM 转换特性, 其上下边带的预失真信号在频谱上是对称的, 而记忆效应是一种带外失真, 它通常会导致上下边带不对称的互调失真特性, 因此这种方案不能从根本上补偿放大器中的有记忆的非线性特性。

与预失真技术相反, 前馈技术的线性化效果就不受记忆效应的影响, 这主要是因为前馈技术是在放大器对信号放大之后再行补偿。前馈技术在线性化带宽上与线性化性能上的优势主要来源于它的对记忆效应不敏感的特性。如果预失真技术解决了对记忆效应敏感的问题, 那么预失真技术就有可能在线性化带宽和线性化性能上达到甚至超过前馈技术的水平。

## 发明概述

本发明的目的是提供一种宽带预失真线性化的方法和基于该方法的系

统，该方法和系统能够克服射频功率放大器中有记忆的非线性对数字预失真线性化技术所能提供的线性化带宽和所能达到的线性化性能的限制，从而使数字预失真线性化技术所能提供的线性化带宽和所能达到的线性化性能均显著提高。

本发明的另一个目的是为线性化通信领域中的无线电发射机提供一个基于数字预失真线性化技术的电路和系统，该电路和系统能够在很大程度上简化现有的数字预失真技术，并且以很低的成本提供比现有的预失真系统更宽的线性化带宽与更好的线性化性能。

本发明的上述目的是通过提供一种宽带的数字预失真线性化方法和一种宽带的数字预失真线性化系统来实现的。

根据本发明的宽带的预失真线性化方法包括以下步骤：

根据放大器的特性参数，对输入信号进行带内预失真补偿，得到带内预失真信号；

根据放大器的特性参数，对输入信号进行带外预失真补偿，得到带外预失真信号；

对所述带内预失真信号进行上变频处理；

将经过上变频的带内预失真信号与未经过上变频的带外预失真信号在功率放大器的输入端相加；

将上述相加后的信号作为输入信号输入给功率放大器；

取上述功率放大器的输出的一部分作为反馈信号，将该反馈信号与原输入信号比较；

根据上述比较结果，自适应的调整用以产生带内预失真信号和带外预失真信号的放大器特性参数，以使反馈信号与原输入信号在时域波形上或频谱上尽量接近。

根据本发明的宽带的预失真系统包括：

一个带内信号预失真处理单元，一个正交调制器（上变频器），一个带外信号预失真处理单元，一个信号相加器，一个功率放大器，一个正交解调器（下变频器）和一个自适应模型参数提取单元；

其中，输入信号一路经由所述带内信号预失真处理单元生成带内预失真信号，一路经由带外信号预失真处理单元生成带外预失真信号；带内预失真信号经过正交调制器（上变频器）调制并上变频到载频处，并在信号相加器处与未经上变频的带外预失真信号直接相加；相加后的合成信号被送入所述功率放大器，经功率放大器放大后经由天线发射出去；功率放大器输出信号的一部分作为反馈信号，经正交解调器正交解调并下变频后，提供给自适应模型参数提取单元；该单元将该反馈信号与原输入信号进行比较，根据比较的结果产生一个参数更新信号提供给所述带内信号预失真处理单元和带外信号预失真处理单元，用来自适应的调整带内信号预失真处理单元和带外信号预失真处理单元所需的预失真补偿参数。

采用本发明所述的方法和系统，能够补偿放大器有记忆的非线性，特别是能够补偿记忆效应引起的上下边带不对称的互调失真。与现有的数字预失真技术相比，本发明从根本上克服了记忆效应对预失真效果的限制，能显著提高数字预失真的线性化性能，显著扩展数字预失真的线性化带宽。

采用本方法和装置的另一个优点是，能够在很大程度上简化数字预失真线性化系统的复杂程度，从而大大降低系统的成本。

#### 附图简述

图 1A-D 是比较当记忆效应存在时与记忆效应不存在时放大器非线性互调失真的情况；

图 2 是现有技术中典型的窄带数字预失真补偿系统的框图；

图 3 一种计入了随时间和输入信号调制频率变化的 AM-AM & AM-PM 非线性失真特性的预失真补偿方案的框图；

图 4-11 作为一个整体是本发明的一个优选的实施例。

图 4 是具有本发明特征的宽带预失真线性化系统的框图；

图 5 是带内信号预失真处理单元的框图；

图 6 是带外信号预失真处理单元的框图；

图 7 是用以消除放大器的热学记忆效应的热学 FIR 滤波器框图；

图 8 是用以消除放大器的电学记忆效应的电学 FIR 滤波器框图；

图 9 是自适应模型参数提取单元的工作原理框图；

图 10 是放大器模型参数辨识算法流程图；

图 11 是放大器模型参数自适应调整算法流程图；

### 具体实施方式

根据本发明的方法，对功率放大器中有记忆的非线性特性的补偿是在带内与带外同时进行的，其中记忆效应的补偿是由带外预失真信号实现的；无记忆非线性特性的补偿主要是由带内预失真信号实现的。

带内预失真信号包括三部分：一部分用来补偿与放大器的 AM-PM 失真特性有关的非线性失真（这里也可以同时对放大器的 AM-AM 失真进行补偿，但是这样做就有可能丧失本发明简洁的优点），这一部分补偿信号只与当前时刻输入信号的幅度有关；另一部分用来补偿与输入信号调制频率有关的线性失真（这一部分补偿是可选的），如与数模转换器（DAC）和模数转换器（ADC）相联系的线性频率失真，这一部分补偿信号不仅与当前时刻输入信号有关，而且与以前时刻的输入信号也有关；最后一部分带内补偿信号也是可选的，在应用正交调制解调的系统中，它用来补偿与非理想的 I、Q 通道调制解调特性有关的失真。由于本发明包括了对非理想的数模转换/模数转换特性和调制解调特性的补偿，所以本发明不只是能够线性化作为无线电发射机一部分的功率放大器，而且能够线性化整个无线电发射机；

带外预失真信号与包络注入信号的含义完全相同。带外预失真信号包括三部分：一部分用来补偿放大器中的热学记忆效应；另一部分用来补偿放大器中的电学记忆效应；最后一部分用来补偿与放大器的 AM-AM 失真特性有关的失真，这一部分的带外补偿信号是可选的，因为 AM-AM 失真的补偿也可以在带内进行，但是如果这样做，就有可能丧失本发明简洁的优点。

本发明中所述的带内补偿是指：对原信号在基带内进行预失真校正，校正后的信号经过上变频转换到载频处。通常的预失真补偿都属于这种带内补偿。不过，这样的预失真补偿只能补偿上下边带对称的互调失真，当互调失真的上下边带分量不对称时，也就是当放大器表现出记忆效应时，这种补偿是不完全的。为了补偿由记忆效应引起的上下边带不对称的互调

失真，一种简单的方法就是引入带外补偿。

本发明中所述的带外补偿的含义是：对原信号在基带内进行预失真校正，但是校正后的信号不经过上变频，而直接在放大器输入端与上变频后的带内预失真信号实现相加。一个合适的带外信号可以补偿记忆效应引起的上下边带不对称的非线性失真。

在本发明中，记忆效应被定义为系统的非线性互调失真分量随基带信号的调制频率变化的效应。记忆效应按作用机理的不同，分为热学记忆效应和电学记忆效应。

放大器的热学记忆效应主要是由放大器内部的热电耦合引起的。所谓热电耦合，是指放大器的功耗变化会导致芯片表面温度的变化，而芯片表面温度的变化又会导致放大器电特性的变化的现象。这种现象又被称为热功率反馈效应、热电反馈效应或自热效应。放大器产生的热耗散功率通过一个由器件各部分之间的热阻与各部分自身的热容构成的热学低通滤波器扩散到环境中，并形成芯片表面温度的准静态分布。由于这个热学低通滤波器会在热耗散功率与芯片表面温度之间引入随输入信号调制频率变化的时延，因此由耗散功率导致的温度变化不是即时的，而总会存在依赖于频率的相移，这就导致了热学记忆效应的产生。

热学记忆效应主要影响调制频率较低时的互调失真，它将造成上下边带的互调失真分量的不对称。另外，热学记忆效应的行为是由晶体管的内部的热学性质与电学性质决定的。

放大器的电学记忆效应主要是由随输入信号调制频率变化的放大器的输入阻抗造成的。放大器在整个基频频带和二次谐波频带的范围内是很容易保持输入阻抗恒定的，因为这时整个调制频率范围只是中心频率的一小部分，然而在基带调制频率范围内，放大器的输入阻抗的变化会非常大。所以在正常情况下，基波和二次谐波只贡献很小一部分记忆效应，记忆效应主要是由基带调制频率下的输入阻抗随输入信号调制频率的变化引起的。因此，消除放大器的电学记忆效应，主要是指消除基带调制频率下放大器的输入阻抗随输入信号调制频率的变化引起的电学记忆效应。

电学记忆效应主要影响输入信号调制频率较高时的互调失真，它将造

成上下边带互调失真分量的不对称。与热学记忆效应不同的是，电学记忆效应的产生主要由晶体管的外部偏置电路的特性决定，从这一点上来看，电学记忆效应与热学记忆效应几乎不会互相影响，或它们之间的影响非常小，可以近似将它们看成是分别独立的效应。

关于放大器中热学记忆效应与电学记忆效应的更详细的分析，请参看 Joel Vuolevi 的博士论文（芬兰 Oulu 大学）：“射频功率放大器中互调失真对带宽与幅度的依赖关系的分析、测量与抵消”。

由于带内预失真信号分为三部分，其处理也分为三个步骤，即：先对放大器的无记忆的非线性失真进行补偿，然后对放大器的与输入信号调制频率有关的线性频率失真进行补偿，最后对非理想的调制解调特性进行补偿。这里，除了第一步是必须的，第二步和第三步可以根据系统要求与性能要求取舍。本发明由于引入了带外预失真补偿，所以在带内只需补偿放大器的 AM-PM 失真，这使得带内补偿变得非常简单。

如前所述，带外预失真信号指的是包络频率处的信号，主要用来补偿放大器中的记忆效应，包括热学记忆效应和电学记忆效应，它同时还被用来补偿放大器的 AM-AM 失真。这里的包络频率信号是根据输入信号和放大器的特性参数产生的。放大器的 AM-AM 失真与 AM-PM 失真可以由带外预失真和带内预失真分别补偿的原因是：当放大器的整体失真较小时，放大器的 AM-AM 失真分量与 AM-PM 失真分量互相正交。一般的甲类或甲乙类功率放大器均满足此种条件。

带外预失真信号和带内预失真信号在如下三种情况下，分别按对应的方式产生：

#### （1）不考虑记忆效应时的情况

对于这种情况，可以理解为放大器的记忆效应很小，可以忽略不计；也可以理解为这时的系统不需要很高的性能，即使不考虑对记忆效应的补偿，也可以满足要求。

在这种情况下的带外预失真信号与放大器的输出量（这里以电流为例）表达式的参数有关，设放大器的输出电流可以表示成为（假设放大器具有三阶幅度非线性）：

$$\begin{aligned}
 i_{OUT} &= f(v_{IN}, v_{OUT}, T) \\
 &= g_m v_{IN} + K_{2GM} v_{IN}^2 + K_{3GM} v_{IN}^3 \\
 &\quad + g_o v_{OUT} + K_{2GO} v_{OUT}^2 + K_{3GO} v_{OUT}^3 \\
 &\quad + K_{2GMGO} v_{IN} v_{OUT} + K_{3GM2GO} v_{IN}^2 v_{OUT} + K_{3GMGO2} v_{IN} v_{OUT}^2 \\
 &\quad + K_{2T} \cdot T + K_{3TGM} \cdot T \cdot v_{IN} + K_{3TGO} \cdot T \cdot v_{OUT}
 \end{aligned} \tag{1}$$

其中,  $g_o$  为放大器的输入到输出的线性跨导;  $K_{2GM}$  为跨导的二阶非线性系数;  $K_{3GM}$  为跨导的三阶非线性系数;  $g_o$  为放大器的输出电导;  $K_{2GO}$  为输出电导的二阶非线性系数;  $K_{3GO}$  为输出电导的三阶非线性系数;  $K_{2GMGO}$  为二阶输入输出交叉跨导;  $K_{3GM2GO}$  为三阶输入主导交叉跨导;  $K_{3GMGO2}$  为三阶输出主导交叉跨导;  $i_{OUT}$  为放大器的输出电流;  $v_{IN}$  为放大器的输入电压;  $v_{OUT}$  为放大器的输出电压。由于这里不考虑放大器的与温度  $T$  有关的效应, 所以最下面一行与温度有关的三项被忽略掉。包络注入信号的具体形式为:

$$B(t) = -\frac{3}{8} \frac{a_3}{a_2} [I^2 + Q^2] \tag{2}$$

这里,

$$a_3 = K_{3GM} + g_V \cdot K_{3GM2GO} + g_V^2 \cdot K_{3GMGO2} + g_V^3 \cdot K_{3GO} \tag{3}$$

$$a_2 = K_{2GM} + g_V \cdot K_{2GMGO} + g_V^2 \cdot K_{2GO} \tag{4}$$

其中,  $g_V$  为输入到输出端口的正向电压放大倍数;  $I$ 、 $Q$  分别为输入信号的同相分量与正交分量,  $I^2 + Q^2$  即为输入信号的功率包络。

这时对应的带内预失真信号为:

$$\begin{cases} dI = -\phi \cdot Q^3 \\ dQ = \phi \cdot I^3 \end{cases} \tag{5}$$

其中,  $\phi$  为线性相位转换系数 (假设相位失真是一阶的)。带内预失真信号主要用来补偿 AM-PM 相移带来的失真。由于将 AM-AM 失真与 AM-PM 失真分开补偿, 补偿信号的形式变得非常简单。

## (2) 将热学记忆效应考虑进来时的情况

这里, 为了提高补偿的效果, 将放大器中的热学记忆效应也考虑进来。由于热学记忆效应反映的是历史信号的影响, 所以补偿信号采取了加权积分的形式。

在 (1) 式所示的放大器的输出电流中, 与温度有关的部分为:

$$i_{OUT-T} = K_{2T} \cdot T + K_{3TGM} \cdot T \cdot v_{IN} + K_{3TGO} \cdot T \cdot v_{OUT} \quad (6)$$

这里,  $K_{2T}$  为二阶温度系数;  $K_{3TGM}$  为输入温度交叉非线性系数;  $K_{3TGO}$  为输出温度交叉非线性系数。设芯片表面温度  $T$  可以表示成下列函数形式:

$$T(t) = f(I^2 + Q^2) \quad (7)$$

则包络注入信号为:

$$B = -\frac{3}{8} \frac{a_3}{a_2} [I^2 + Q^2] - \frac{(K_{3TGM} + g_V K_{3TGO})}{2a_2} \cdot f(I^2 + Q^2) \quad (8)$$

这时的包络注入信号除了与输入信号功率包络成正比的部分, 还包含一个与芯片表面温度成比例的部分。注意到芯片表面温度与输入信号之间存在一定的相位差, 则 (8) 式的后一项与前一项之间也存在这样的相位差。调节这个相位差, 就可以对不对称的互调失真特性进行补偿。

在情况 (2) 中, 带内预失真信号与情况 (1) 中的相同。

然而在 (8) 式中, 芯片表面温度  $T$  的形式是未知的, 从而导致包络注入信号的具体形式未定。为了确定包络注入信号的具体形式, 必须确定芯片表面温度。放大器芯片表面温度可以表示为:

$$T = T_{AMB} + R_{TH} P_{DISS}(dc) + Z_{TH}(\Omega) P_{DISS}(\Omega) \quad (9)$$

这里, 芯片表面温度由以下三部分组成: (1) 放大器的环境温度  $T_{AMB}$ ; (2) 直流 (工作点) 功耗  $P_{DISS}(dc)$  贡献的温升; (3) 交流 (包络信号) 功耗  $P_{DISS}(\Omega)$  贡献的温升。其中  $R_{TH}$  为放大器的直流热阻,  $Z_{TH}(\Omega)$  为放大器的交流热阻抗。因为环境温度  $T_{AMB}$  与直流 (工作点) 功耗  $P_{DISS}(dc)$  贡献的温升相对确定, 所以可以将芯片表面温度看成由两个部分组成: 不随输入信号变化的部分  $T_{INV}$  和随输入信号变化的部分  $T_{VAR}$ , 分别定义为:

$$T_{INV} = T_{AMB} + R_{TH} P_{DISS}(dc) \quad (10)$$

$$T_{VAR} = Z_{TH}(\Omega) P_{DISS}(\Omega) \quad (11)$$

这里更关心的是随输入信号变化的那一部分。 $Z_{TH}(\Omega)$  是一个在频域中定义的交流热阻抗, 其时域中对应的冲激响应为:

$$z_{TH}(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^t Z_{TH}(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (12)$$

根据此冲激响应, 可以从时域卷积求出芯片表面的温度变化与输入信号之间的关系:

$$T_{VAR}(t) = \int_{-\infty}^t z_{TH}(t-\tau) \cdot P_{DISS}(\tau) d\tau \quad (13)$$

将由(10)及(13)式确定的放大器芯片表面温度带入(8)式,就可以得到当考虑热学记忆效应时的对应的包络注入信号。

### (3) 考虑电学记忆效应时的情况

这里,为了进一步提高损失真补偿的精度,将电学记忆效应也包括进来。电学记忆效应主要受输入信号带宽的影响。由于信号的积分的倒数反映了信号的带宽,所以补偿信号采取了加权积分的倒数的形式。

放大器的电学记忆效应主要是由放大器的输入阻抗随基带调制频率的变化造成的,所以补偿电学记忆效应的一种可能的措施是:在放大器的输入端根据有源阻抗原理注入一个特定信号,这个信号将使放大器在基带调制频率范围内的输入阻抗保持不变。

阻抗被定义为节点电压与电流之比,如果增加一个外部信号源,这个信号源可以起到调节节点电流的作用,这样随着节点电流的改变,将导致原输入端所“观察”到的放大器的输入阻抗也随之改变,这就是有源阻抗原理。有源阻抗原理也被用于Doherty放大器的设计。

这里将根据有源阻抗原理来确定放大器电学记忆效应的补偿信号。

假设已知放大器输入阻抗的频率特性  $Z_{IN}(\omega)$ ,则其在时域中对应的冲激响应为:

$$z_{IN}(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^t Z_{IN}(\omega) \cdot e^{-j\omega t} \cdot d\omega \quad (14)$$

这样,当输入信号是个电流量时,相应在输入节点上的电压为:

$$V_{IN}(\omega) = I_s(\omega) \cdot Z_{IN}(\omega) \quad (15)$$

在时域中,上式表示为:

$$v_{IN}(t) = \int_{-\infty}^t i_s(\tau) \cdot z_{IN}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (16)$$

这时,电路的瞬态输入阻抗为:

$$z_{load}(t) = \frac{v_{IN}(t)}{i_s(t)} = \frac{\int_{-\infty}^t i_s(\tau) \cdot z_{IN}(t-\tau) \cdot d\tau}{i_s(t)} \quad (17)$$

设定要将放大器的输入阻抗补偿到恒定值  $z_0$ ,根据有源阻抗定理,

$$z_{\text{eff}}(t) = \left[ 1 + \frac{i_{\text{inj}}(t)}{i_s(t)} \right] \cdot z_{\text{load}}(t) \quad (18)$$

所以注入信号应为：

$$i_{\text{inj}}(t) = i_s(t) \cdot \left( \frac{z_0}{z_{\text{load}}(t)} - 1 \right) = i_s(t) \cdot \left( \frac{z_0 \cdot i_s(t)}{\int_{-\infty}^t i_s(\tau) \cdot z_{\text{IN}}(t-\tau) \cdot d\tau} - 1 \right) \quad (19)$$

如果是电压输入信号，上式分母积分式中的“阻抗量”应换成“导纳量”，电流源应换成电压源，而表达式的形式不变。

因为电学记忆效应和热学记忆效应在相当程度上是彼此是独立的，所以基本上可以忽略它们之间的影响。完整的带外预失真信号应该是所有这些包络注入信号（热学记忆效应包络注入信号、电学记忆效应包络注入信号、校正放大器 AM-AM 失真特性的包络注入信号）的叠加，即：

$$\begin{aligned} \text{总的包络注入信号} = & \text{校正放大器 } AM-AM \text{ 失真特性的包络注入信号} \\ & + \text{热学记忆效应包络注入信号} \\ & + \text{电学记忆效应包络注入信号} \end{aligned} \quad (20)$$

在按照 (20) 式产生的包络注入信号在与携带原信号信息的射频信号一起注入进放大器后，通过放大器内部的非线性混频作用，就可以起到消除放大器记忆效应和非线性的目的。

在以上方法中，为了防止环境参数的变化及放大器参数老化和漂移对预失真线性化效果的不利影响，取功率放大器输出的一部分作为反馈参考信号，与原输入信号在时域或频域进行比较，根据比较结果，自适应的调整用以产生带内预失真信号与带外预失真信号的放大器模型参数以使反馈的参考信号尽量接近于原输入信号。自适应调整包括两个不同的阶段：第一阶段是初始模型参数设定阶段，在此阶段，整个系统工作于“模型参数辨识模式”；第二阶段系统根据反馈的参考信号调整全部或部分放大器的模型参数，在此阶段，整个系统工作于“模型参数自适应调整模式”。在“模型参数辨识模式”，放大器的正常工作被中断，其输入安排为一些特定的信号，系统通过监测并比较放大器的输出与输入来确定用以描述放大器特性的放大器模型参数的初始值；在“模型参数自适应调整模式”，放大器可以正常工作，系统通过监测并比较放大器的输出与输入来调整用以

描述放大器特性的放大器模型参数。当系统刚开始工作时或发射机的结构有重大调整时（如更换放大器），需要一组初始的放大器模型参数，此时应工作于“模型参数辨识模式”；在全部参数的初始值均已求出后，放大器应进入“模型参数自适应调整模式”。在“模型参数辨识模式”中，应对放大器所有可能的工作点均求出一组初始参数，这样，当系统切换放大器的工作点时，就不需要再从“模型参数自适应调整模式”切换成“模型参数辨识模式”了。

这里，“模型参数辨识”的具体过程是：

(1)首先将放大器模型参数按其所描述放大器模型的精确程度的不同，分成不同的级别，对应每个精确程度级别，都有一个误差级别与之相对应，在一个实施例中，将放大器模型划分为三个不同的级别：

第一级别模型的精确程度最低，其模型参数包括：线性跨导  $g_m$ 、跨导的二阶非线性系数  $K_{2GM}$ 、跨导的三阶非线性系数  $K_{3GM}$ 、输出电导  $g_o$ 、输出电导的二阶非线性系数  $K_{2GO}$ 、输出电导的三阶非线性系数  $K_{3GO}$ 、二阶输入输出交叉跨导  $K_{2GNGO}$ 、三阶输入主导交叉跨导  $K_{3GNGO}$ 、三阶输出主导交叉跨导  $K_{3GNGO2}$ 、线性相位转换系数  $\phi$ 、放大器的正向电压放大倍数  $g_v$  和环路延时  $\tau$ ；

第二级别模型的精确程度高于第一级别。第二级别的放大器模型在第一级别模型参数的基础上增加如下参数：描述放大器温度冲激响应的一组 FIR 滤波器参数，包括延迟因子和加权系数；

第三级别模型的精确程度高于第二级别，第三级别的放大器模型在第二级别模型参数的基础上增加如下参数：描述放大器输入阻抗随输入信号调制频率变化的一组 FIR 滤波器参数，包括延迟因子、加权系数及两个比例因子；

(2)在划分了放大器的模型参数级别后，开始提取出第一级别的放大器模型参数，为每一个第一级别的模型参数计算一个初始值，然后自适应的调整该级别的模型参数，直到误差降低到一定的程度或自适应迭代的次数达到预先设定的值，第一级别模型参数初始值的计算方法如下：

放大器的正向电压放大倍数  $g_v$ ：调整放大器的输入信号，使其幅度小至不至于导致明显的非线性失真，比较对应的输入信号与反馈信号电压的

相对大小，如果反馈支路的增益已知，就可以直接计算出放大器的正向电压放大倍数； $g_v$ 也可以由放大器的性能指标事先确定；

线性相位转换系数  $\phi$  和环路延时  $\tau$ ：将放大器的输入信号与反馈信号相乘，得到一个正比于输入信号幅度的直流量，此直流量即正比于输出信号相对相移的余弦，相对相移与线性相位转换系数  $\phi$  和环路延时  $\tau$  均有关系。对两个不同频率的输入信号分别进行上述测量计算，按下式求得线性相位转换系数  $\phi$  和环路延时  $\tau$ ：

$$\phi = \frac{1}{A} \frac{\omega_2 \cdot \arccos 2C_1 - \omega_1 \cdot \arccos 2C_2}{\omega_1 - \omega_2} \quad (21)$$

$$\tau = \frac{\omega_2 \cdot \arccos 2C_1 - \omega_1 \cdot \arccos 2C_2}{\omega_1 - \omega_2} \quad (22)$$

其中， $C_1$  和  $C_2$  分别是两次测量得到的直流量， $\omega_1$  和  $\omega_2$  分别是两次测量的输入信号的调制频率， $A$  为输入信号的幅度；

九个电导系数：在九个相邻的偏置点上分别测量输出电流对输入偏置电压的偏导与输出电流对输出偏置电压的偏导（输出电流由反馈信号间接得到，输入偏置电压与输出偏置电压由系统设定），如下式所示：

$$\frac{\partial i_{OUT}}{\partial v_{IN}} = g_m + 2 \cdot K_{2gm} \cdot v_{IN} + 3 \cdot K_{3gm} \cdot v_{IN}^2 + K_{2gmg0} \cdot v_{OUT} \quad (23a)$$

$$+ 2 \cdot K_{3gmg2go} \cdot v_{IN} \cdot v_{OUT} + K_{3gmg02} \cdot v_{OUT}^2$$

$$\frac{\partial i_{OUT}}{\partial v_{OUT}} = g_o + 2 \cdot K_{2go} \cdot v_{OUT} + 3 \cdot K_{3go} \cdot v_{OUT}^2 + K_{2gmg0} \cdot v_{IN} \quad (23b)$$

$$+ 2 \cdot K_{3gmg02} \cdot v_{IN} \cdot v_{OUT} + K_{3gmg2go} \cdot v_{IN}^2$$

这样得到 18 个测量值，以这 18 个测量值列出 18 个方程，求解九个电导参数，多余方程为模型参数提取提供了必要的冗余度；

以上计算为第一级别模型参数的自适应调整提供了必要的初始值。在所有这些初始值求出之前，不进行该级别的模型所对应的带内的与带外的预失真校正。

(3) 将放大器模型的精确程度提高至第二级，即将放大器的热学记忆效应模型包括进来。为每一个新引入的模型参数计算一个初始值，然后自适应的调整该级别的模型参数以使误差不断下降直至一个给定的水平或自适应迭代的次数达到预先设定的值；

第二级别模型参数初始值，即热学 FIR 滤波器参数的初始值是根据放

大器热冲激响应曲线定出的，这为第二级别模型参数的自适应调整提供了必要的初始值。在所有这些初始值求出之前，不进行该级别模型所对应的带外的预失真校正。

(4) 将放大器模型的精确程度提高至第三级，即将放大器的电学记忆效应模型包括进来。为每一个新引入的模型参数计算一个初始值，然后自适应的调整该级别的模型参数以使误差不断下降直至一个给定的水平或自适应迭代的次数达到预先设定的值；

第三级别模型参数初始值，即电学 FIR 滤波器参数的初始值根据放大器输入阻抗随输入信号调制频率变化的曲线定出的，电学 FIR 滤波器的两个比例因子的初始值是两个设定值， $K_1$ 设为恒定阻抗值  $z_0$ ， $K_2$ 设为常数值 1（如图 8 所示），这为第三级别模型参数的自适应调整提供了必要的初始值，在所有这些初始值求出之前，不进行该级别模型所对应的带外的预失真校正。

(4) 当所有级别的放大器模型参数均已求出后，系统进入“模型参数自适应调整模式”。由于所有的放大器模型参数均将被自适应的调整，这些模型参数又只是放大器的表象模型参数，所以模型参数的初始值不必计算得很精确。

当系统工作于“模型参数辨识模式”时，即计算模型参数初始值时，需要安排一些特殊的输入信号，这时放大器不能进行正常的信号放大；当放大器所有的模型参数都已赋予初值，系统即进入“自适应的参数调整模式”，这时的自适应参数调整可以在放大器正常工作时进行，不需要打断放大器的正常工作，也不需要在放大器闲时进行；

在以上方法中，“模型参数自适应调整”的具体过程是：根据模型参数的初始值计算预失真补偿系数，利用计算得到的预失真补偿系数补偿输入基带信号，将放大器的反馈信号与原输入信号在时间上对齐后进行时域上或频域上的比较，比较将产生一个误差信号，这个误差信号反映了放大器模型与实际放大器之间的差别，如果这个误差信号在给定的误差范围之内，结束自适应参数调整过程，如果误差信号在给定的误差范围之外，则将根据自适应的迭代算法不断调整放大器的初始模型参数，直至误差减小

到给定值以下。

在本发明的方法中，除 FIR 滤波器参数之外的其他模型参数的自适应算法可以采用最小均方 (LMS) 算法、递归最小均方误差 (RLS) 算法及类似算法；FIR 滤波器的参数自适应算法可以采用 Kalman 滤波算法及类似算法。当对除 FIR 滤波器参数之外的其他模型参数进行自适应调整时，保持 FIR 滤波器参数不变；当对 FIR 滤波器参数进行自适应调整时，保持除 FIR 滤波器参数之外的其他模型参数不变。一种自适应的策略是：首先自适应的调整热学与电学 FIR 滤波器参数之外的其它模型参数，如果经过这样的调整以后放大器的线性度还不能达到要求，再自适应的调整热学 FIR 滤波器的参数，如果还不能达到要求，最后再自适应的调整电学 FIR 滤波器的参数。

由于采取了实时计算和数字滤波的方式来实现对放大器非线性失真的校正，充分利用了补偿参数之间的相关性，所以不需要如一般数字预失真方法中那样的占用很大存储空间的补偿参数表格，取而代之的是一组保存在参数寄存器中的放大器模型参数。这组用以描述放大器电学和热学特性的放大器模型参数以实时处理的方式产生带内预失真信号与带外预失真信号。这些参数将得到自适应的调整以使外界环境变化与放大器的老化漂移不至于影响预失真的线性化性能和线性化带宽。

下面参照附图详细说明本发明。

图 4 是具有本发明特征的宽带预失真线性化系统的框图。首先输入信号 301 经过基带调制器 302 调制成为数字基带信号，由有记忆非线性校正装置 320 对这个数字基带信号进行校正，校正的步骤包括：由带内信号预失真处理单元 306A 对输入信号进行带内预失真补偿，产生带内预失真信号；由带外信号预失真处理单元 306B 对输入信号进行带外预失真补偿，产生带外预失真信号。带内预失真信号与带外预失真信号分别经过数模转换器 310A 和 310B 变成模拟信号，其中模拟带内预失真信号经过正交调制器 312 上变频变成射频带内预失真信号，模拟带外预失真信号不经过上变频，而直接与射频带内预失真信号在信号相加器 321 中实现相加关系，生成一个合成信号，该合成信号经过功率放大器 316 进行功率放大后由天线 318

辐射出去。功率放大器 316 输出信号的一部分作为反馈信号由信号耦合器 317 耦合进反馈支路，此反馈信号由正交解调器 314 正交解调并下变频到模拟基带，再由模数转换器 311 将此模拟的反馈信号转换到数字基带。数字基带中的自适应模型参数提取单元 308 比较原输入信号与反馈信号，产生参数更新信号 309A 和 309B 分别更新带内信号预失真处理单元和带外信号预失真处理单元的补偿参数。在以上装置中，正交调制器 312 与正交解调器 314 的本地振荡信号由本地振荡器 315 提供，反向支路的本地振荡信号的相位由相位调节器 313 调节，使其与正向支路的本地振荡信号错开一定的相位，这样做的目的是补偿正向放大支路与反馈支路之间的射频相移。

本发明的带内信号预失真处理单元包括三个组成部分：第一部分是用来校正放大器无记忆的非线性失真的带内无记忆非线性失真校正单元，该单元是一个根据放大器的模型参数以实时计算的方式对输入信号进行预失真校正的装置，校正计算的方法如（5）式所述，该部分用来校正放大器的 AM-PM 失真特性；第二部分是一个有限冲激响应滤波器，该装置用来校正与模数转换器和数模转换器相联系的线性频率失真；第三部分用来校正非理想正交调制解调器中的增益与相位失配造成的失真及系统的直流偏移造成的失真和载频泄漏。

图5是带内信号预失真处理单元306A的装置框图。基带信号的同相分量（I信号）与正交分量（Q信号）首先经过带内无记忆非线性失真校正单元61校正放大器的无记忆的非线性。带内无记忆非线性失真校正单元61包括四个组成部分：立方器61A（两个），其作用是取输入信号的立方；固定参数乘法器61B和61C，其中固定参数乘法器61B是将输入信号乘以一个（- $\phi$ ）的因子，而固定参数乘法器61C是将输入信号乘以一个（ $\phi$ ）的因子；信号相加器61D（两个）。基带同相（I）通道信号经过立方器61A取立方后，再经过固定参数乘法器61C乘以一个（ $\phi$ ）的因子，产生正交分量校正信号 $\Delta Q$ ；基带正交（Q）通道信号经过另一个立方器61A取立方后，再经过固定参数乘法器61C乘以一个（- $\phi$ ）的因子，产生同相分量校正信号 $\Delta I$ ；将同相分量校正信号 $\Delta I$ 与原同相分量I在相加器61D中实现相加得到同相分量的非线性预失真信号 $I+\Delta I$ ，将正交分量校正信号 $\Delta Q$ 与原正交分量Q在相加

器 61D 中实现相加得到正交分量的非线性预失真信号  $Q + \Delta Q$ 。以上经过校正后的信号 ( $I + \Delta I$ ,  $Q + \Delta Q$ ) 再经过有限冲激响应滤波器 (FIR) 62 校正由模数和数模转换器带来的频率失真, 和正交调制解调校正器 63 校正非理想的正交调制解调的幅度与相位的失配及系统的直流偏移带来的失真和载频泄漏后, 形成最后的带内预失真信号 ( $I + dI$ ,  $Q + dQ$ )。

本发明的带外信号预失真处理单元由四个部分组成: 第一部分是一个功率包络计算装置, 其作用是计算输入信号的功率包络。无线通信中的基带信号通常由  $I$  (同相) 通道分量与  $Q$  (正交) 通道分量组成, 因此计算信号的功率包络就是计算  $I^2 + Q^2$ ; 第二部分是一个比例校正器, 其作用是产生一个正比于输入信号功率包络的校正信号, 该校正信号用来校正放大器 AM-AM 失真; 第三部分是一个热学记忆效应校正器, 该校正器实际上是一个有限冲激响应滤波器 (FIR), 所以又简称为热学 FIR 滤波器, 其作用是对输入的功率包络信号进行滤波, 以产生一个用来校正放大器的热学记忆效应的包络注入信号; 第四部分是一个电学记忆效应校正器, 该校正器的主体结构也是一个有限冲激响应滤波器 (FIR), 所以又简称为电学 FIR 滤波器, 其作用是产生一个用来校正放大器的电学记忆效应的包络注入信号。以上三部分包络注入信号: 比例包络注入信号、热学记忆效应包络注入信号和电记忆效学包络注入信号在带外信号预失真处理单元的输出端叠加起来形成一个完整的包络注入信号。

图6是根据本发明的带外信号预失真处理单元的一个实施例的框图。该装置主要用于补偿放大器的记忆效应, 其工作原理是: 首先输入基带信号由功率包络计算装置 71 计算出信号的功率包络, 功率包络信号分成三路: 一路通过比例单元 72 产生一个正比于输入信号功率包络的补偿信号, 该信号用作对与放大器 AM-AM 失真特性有关的无记忆非线性进行补偿; 一路通过热学 FIR 滤波器 73 产生一个补偿信号, 该信号用作对放大器的热学记忆效应进行补偿; 一路通过电学 FIR 滤波器 74 产生一个补偿信号, 该信号用作对放大器的电学记忆效应进行补偿; 这三路补偿是分别独立的进行的, 它们通过信号相加器 75 实现叠加, 以产生最后的带外预失真信号 76。

图7是根据本发明的热学记忆效应补偿FIR滤波器的一个实施例的结构框图。首先输入信号的包络功率信号 31 由一个预设系数的 FIR 滤波器进行滤波处理后产生热学记忆效应的补偿信号 35, 这个补偿信号用来补偿放大器中与自热效应有关的热学记忆效应。热学记忆效应补偿 FIR 滤波器中的延时单元 32A - 32D 的时延因子与加权因子单元 33A - 33E 的加权系数均是预先设定的, 每一个延时单元的时延因子与每一个加权系数都有可能不一样, 它们均由自适应模型参数提取单元更新, 参数更新是通过乒乓结构实现的。

图8是根据本发明的电学记忆效应补偿 FIR 滤波器的一个实施例的结构示意图。首先输入信号的包络功率信号进入平方根器, 求出对应于输入包络信号的平方根, 在由一个预设系数的 FIR 滤波器 42-44 对此平方根信号进行滤波处理后, 由除法器 45 中求出滤波后信号的倒数。除法器在求倒数之前, 要作以下判断: 输入信号是否大于一个设定阈值, 如是, 则按正常方式求出其对应的倒数, 如否, 则使除法器的输出为零。这样做的目的是避免求导数时出现被零或很小数除的情况。这个倒数信号再与一个正比于输入包络信号的因子在乘法器 46 中实现相乘, 然后, 再与一个正比于输入包络信号平方根的因子在加法器 48 中实现相加, 最后产生电学记忆效应的补偿信号 49, 这个补偿信号用来补偿放大器中与输入偏置电路有关的电学记忆效应, 其中两个比例单元分别为 47A 与 47B。这里所有的系数均由自适应模型参数提取单元更新。更新是通过乒乓结构实现的。

图9是根据本发明的自适应模型参数更新单元 408 参数更新过程示意图。自适应模型参数更新单元 408 包括四个部分: 延时调整器 408A、信号比较器 408B、自适应算法单元 408C、模型参数初始计算单元 408D。自适应模型参数更新单元有两种工作模式: 模型参数辨识模式和模型参数自适应调整模式。当自适应模型参数更新单元工作于模型参数辨识模式时: 延时调整器 408A 调整原输入信号与反馈信号之间的延时差, 以使两个信号在时间上对齐; 模型参数初始计算单元 408D 由对齐后的输入信号和反馈信号计算出放大器模型参数的初始值。在初始值的计算过程中, 模型参数初始计算单元 408D 将调用自适应算法单元 408C 以对部分模型参数作自适应的

调整。当自适应模型参数更新单元工作于模型参数自适应调整模式时：延时调整器 408A 调整原输入信号与反馈信号之间的延时差，以使两个信号在时间上对齐；对齐后的信号由信号比较器 408B 在时域上或频谱上进行比较，得出原信号与反馈信号之间的差异，差异的大小正比于放大器失真的程度；自适应算法单元 408C 根据此差异信号对带内信号预失真处理单元和带外信号预失真处理单元的补偿参数进行自适应的调整，调整的目标是使原信号与反馈信号之间的差异小于事先给定的一个指标。

图 10 是根据本发明的放大器模型参数辨识算法流程图。模型参数辨识的目的是得到一组模型参数的初始值。为了简化模型参数辨识过程，将放大器模型分为三个等级：一级放大器模型是不考虑记忆效应的非线性模型；二级放大器模型是考虑到热学记忆效应的有记忆的非线性模型；三级放大器模型是将电学记忆效应也考虑进来的有记忆的非线性模型。在本发明中，模型参数辨识采取分级提取分级优化的策略，其过程是：首先进行放大器一级模型参数的测量（步骤 503），测量时需要安排专用的测量输入信号。然后根据测量结果计算得到放大器一级模型参数的初始值（步骤 505），在根据这组模型参数的初始值计算出放大器非线性补偿参数后，对放大器的非线性进行补偿，比较反馈信号与输入信号时域波形和频谱上的差别（步骤 507），如果其误差大于一个给定的值  $e_1$ ，则调用自适应参数调整过程（步骤 506，LMS 自适应算法）对已提取的模型参数进行自适应的调整以减小这种误差，如果误差小于给定的值  $e_1$ ，则进入下一步：测量放大器的二级模型参数以计入放大器的热学记忆效应（步骤 509）。根据测量结果计算或事先给定值得到放大器二级模型参数的初始值（步骤 511），在根据这组初始值计算出放大器的非线性补偿参数后，对放大器的热学记忆效应进行补偿，比较反馈信号与输入信号时域波形和频谱上的差别（步骤 513），如果其误差大于一个给定的值  $e_2$ ，则调用自适应参数调整过程（步骤 512，FIR 滤波器自适应算法）对新提取的模型参数进行自适应的调整以减小这种误差，如果误差小于给定的值  $e_2$ ，则进入下一步：测量放大器的三级模型参数以计入放大器的电学记忆效应（步骤 515）。根据测量结果计算或事先给定值得到放大器三级模型参数的初始值（步骤 517），在根据这组

初始值计算出放大器的非线性补偿参数后，对放大器的电学记忆效应进行补偿，比较反馈信号与输入信号时域波形和频谱上的差别（步骤 519），如果其误差大于一个给定的值  $e_3$ ，则调用自适应参数调整过程（步骤 518，FIR 滤波器自适应算法）对新提取的模型参数进行自适应的调整以减小这种误差，如果误差小于给定的值  $e_3$ ，则结束模型参数辨识过程。

图 11 是根据本发明的放大器模型参数自适应算法流程图。在取得了一组初始值后，模型参数自适应调整单元的工作就是自适应的调整全部模型参数，以使放大器的互调失真指标控制在给定的水平之内。自适应的过程是：首先根据模型参数的初始值（601）计算放大器非线性的补偿参数（步骤 603），测量补偿后的放大器的输出，得到一个反馈参考信号（步骤 605），将放大器的反馈参考信号与原输入信号在时域上对齐（步骤 607），并对对齐后的信号进行比较（步骤 609），产生一个误差信号，这个误差信号反映了放大器模型与实际放大器之间的差别。判断这个误差信号是否在给定的误差范围之内（步骤 611），如是，则结束自适应参数调整过程，如否，则判断将要调整的参数是不是属于 FIR 滤波器（步骤 612），如是，则调用 Kalman 滤波算法或类似算法自适应的调整 FIR 滤波器的参数（步骤 608），如否，则调用 LMS 算法或类似算法作不属于 FIR 滤波器的参数的自适应的调整（步骤 610）。参数的自适应调整将改变参数的初始值，下一次自适应调整的过程将根据上一次调整后的参数值。如此循环反复，直至最后反馈信号与原信号之间的误差小于给定的目标值。

本发明通过一种创新的宽带预失真方法，彻底解决了记忆效应对预失真系统的带宽和性能的限制问题，使数字预失真线性化技术真正实现了宽带和高性能。同时，本发明在很大程度上简化了预失真系统的设计，降低了系统的成本。

本发明可以应用于但不局限于第三代移动通信的基站子系统、无线局域网等要求宽带线性放大的场合，本发明改进后还可以应用于移动终端的功率放大器的线性化。

## 权利要求

1. 一种宽带的预失真线性化方法，用于克服射频功率放大器中记忆效应的影响，扩展数字预失真的线性化带宽，该方法的特征在于包括以下步骤：

根据放大器的特性参数，对输入信号进行带内预失真补偿，得到带内预失真信号；

根据放大器的特性参数，对输入信号进行带外预失真补偿，得到带外预失真信号；

对所述带内预失真信号进行上变频处理；

将经过上变频的带内预失真信号与未经过上变频的带外预失真信号在功率放大器的输入端相加；

将上述相加后的信号作为输入信号输入给功率放大器；

取上述功率放大器的输出的一部分作为反馈信号，将该反馈信号与原输入信号比较；

根据上述比较结果，自适应调整用以产生带内预失真信号和带外预失真信号的放大器特性参数，以使反馈信号与原输入信号在时域波形上或频谱上尽量接近。

2. 根据权利要求 1 的方法，其中带外预失真补偿主要补偿放大器的记忆效应；带内预失真补偿主要补偿放大器的无记忆非线性失真。

3. 根据权利要求 2 的方法，其中所述的带内预失真补偿至少包括对与放大器的 AM-PM 失真特性有关的非线性失真进行补偿。

4. 根据权利要求 3 的方法，其中所述带内预失真补偿还包括对与输入信号调制频率有关的线性失真的补偿。

5. 根据权利要求 3 的方法，其中所述带内预失真补偿还包括在应用正交调制解调的系统中，对与非理想的 I、Q 通道调制解调特性有关的失真的补偿。

6. 根据权利要求 1 的方法，其中所述的带外预失真补偿包括对

放大器中的热学记忆效应进行补偿和对放大器中的电学记忆效应进行补偿。

7. 根据权利要求 6 的方法，其中所述的带外预失真补偿还包括对与放大器的 AM-AM 失真特性有关的非线性失真的补偿。

8. 根据权利要求 1 的方法，其中所述的放大器特性参数的自适应调整包括两种工作模式：模型参数识别模式与模型参数自适应调整模式。

9. 一种宽带的预失真系统，用于克服射频功率放大器中记忆效应的影响，扩展数字预失真的线性化带宽，该系统包括：

一个带内信号预失真处理单元，一个正交调制器（上变频器），一个带外信号预失真处理单元，一个信号相加器，一个射频功率放大器，一个正交解调器（下变频器）和一个自适应模型参数提取单元；

其中，输入信号一路经由所述带内信号预失真处理单元生成带内预失真信号，一路经由带外信号预失真处理单元生成带外预失真信号；带内预失真信号经过正交调制器（上变频器）调制并上变频到载频处，并在信号相加器处与未经上变频的带外预失真信号直接相加；相加后的合成信号被送入所述射频功率放大器，经放大后经由天线发射出去；射频功率放大器输出信号的一部分作为反馈信号，经正交解调器正交解调并下变频后，提供给自适应模型参数提取单元；该单元将该反馈信号与原输入信号进行比较，根据比较的结果产生一个参数更新信号提供给所述带内信号预失真处理单元和带外信号预失真处理单元，用于自适应的调整带内信号预失真处理单元和带外信号预失真处理单元所需的预失真补偿参数。

10. 根据权利要求 9 的系统还包括：一个连接于所述带内信号预失真处理单元的输出和所述正交调制器（上变频器）之间的第一数模转换器，和一个连接于所述带外信号预失真处理单元的输出和所述信号相加器之间的第二数模转换器。

11. 根据权利要求 9 的系统还包括：一个连接于所述正交解调器（下变频器）和一个自适应模型参数提取单元之间的模数转换器。

12. 根据权利要求 9 的系统，其中所述带内信号预失真处理单元包括一个带内无记忆非线性失真矫正单元。

13. 根据权利要求 12 的系统，其中所述带内信号预失真处理单元还包括一个有限冲击响应滤波器。

14. 根据权利要求 12 或 13 的系统，其中所述带内信号预失真处理单元还包括一个正交调制解调误差校正器。

15. 根据权利要求 9 的系统，其中所述带外信号预失真处理单元包括一个功率包络计算装置，一个热学记忆校正装置和一个电学记忆校正装置。

16. 根据权利要求 15 的系统，其中所述的热学记忆校正装置是一个 FIR 滤波器。

17. 根据权利要求 15 的系统，其中所述的电学记忆校正装置包括一个 FIR 滤波器。

18. 根据权利要求 15 的系统，其中所述带外信号预失真处理单元还包括一个比例单元。

19. 根据权利要求 9 的系统，其中所述自适应模型参数提取单元包括一个延时调整器，一个信号比较器，一个自适应算法单元和一个模型参数初始计算单元。

20. 根据权利要求 19 的系统，其中所述自适应模型参数提取单元执行模型参数识别功能和模型参数自适应调整功能。

不存在记忆效应的情况

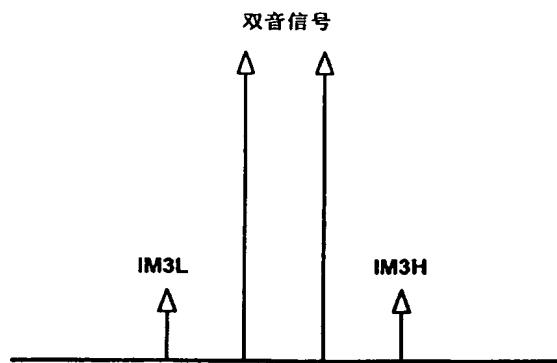


图 1A

存在记忆效应的情况

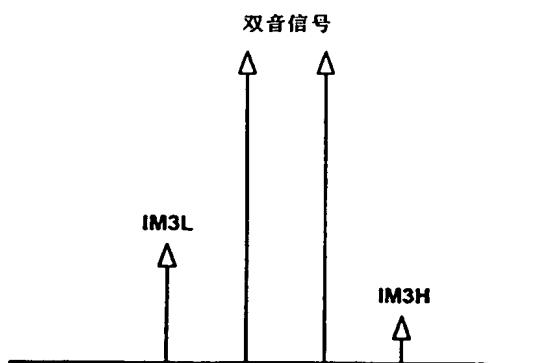


图 1B

另一种存在记忆效应的情况

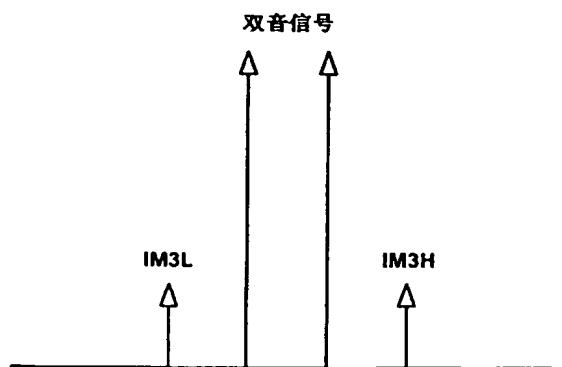


图 1C

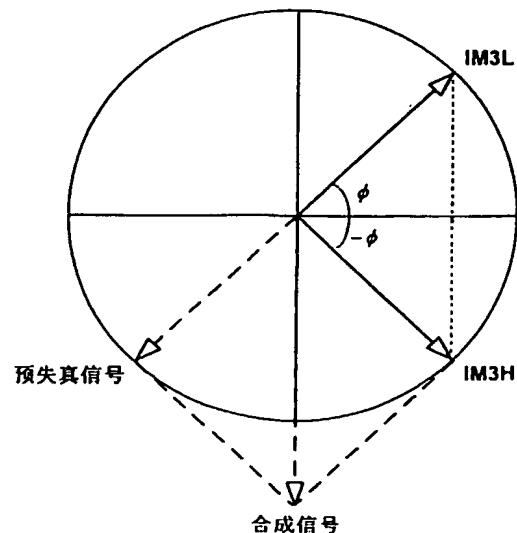


图 1D

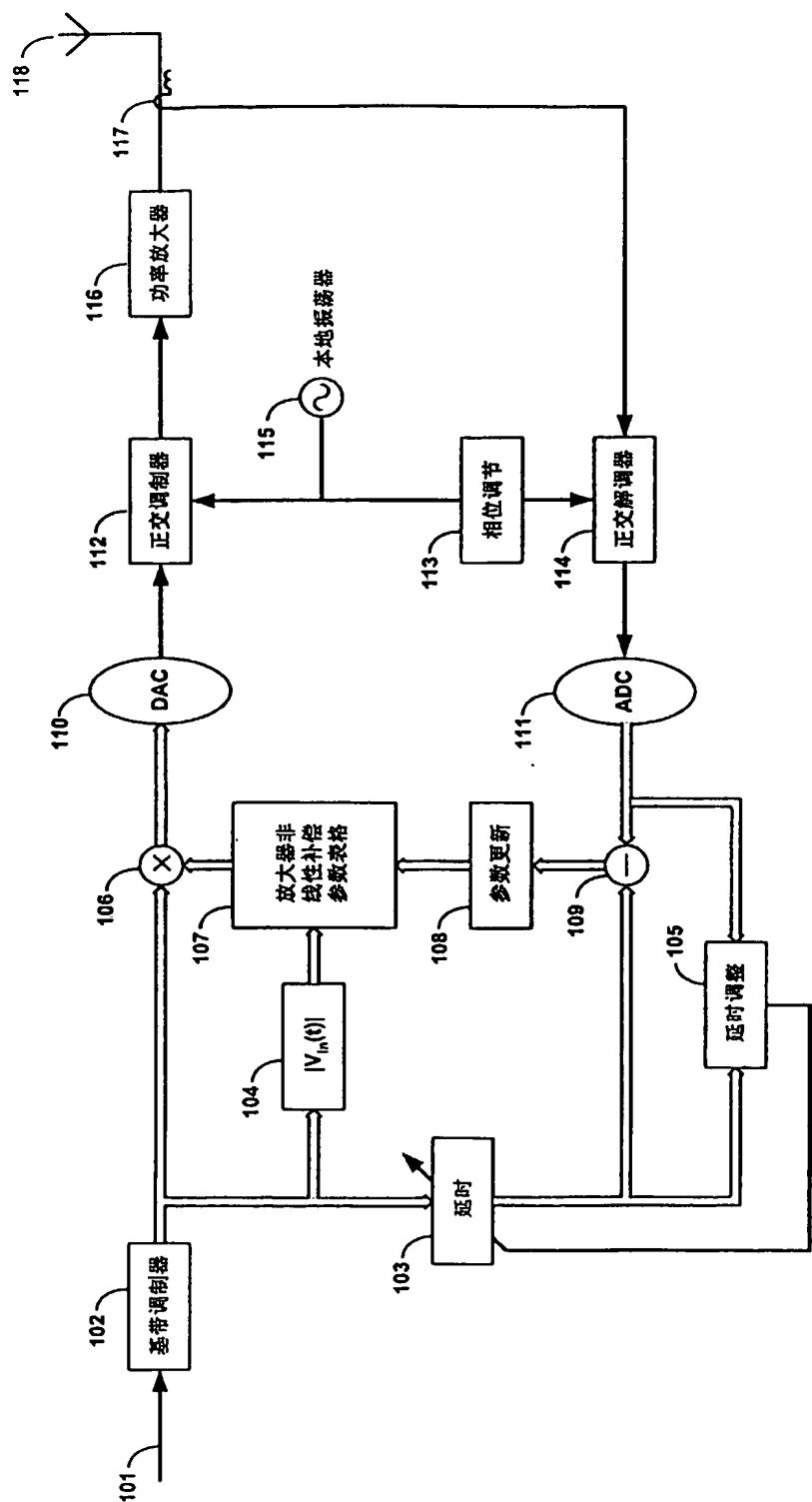


图 2

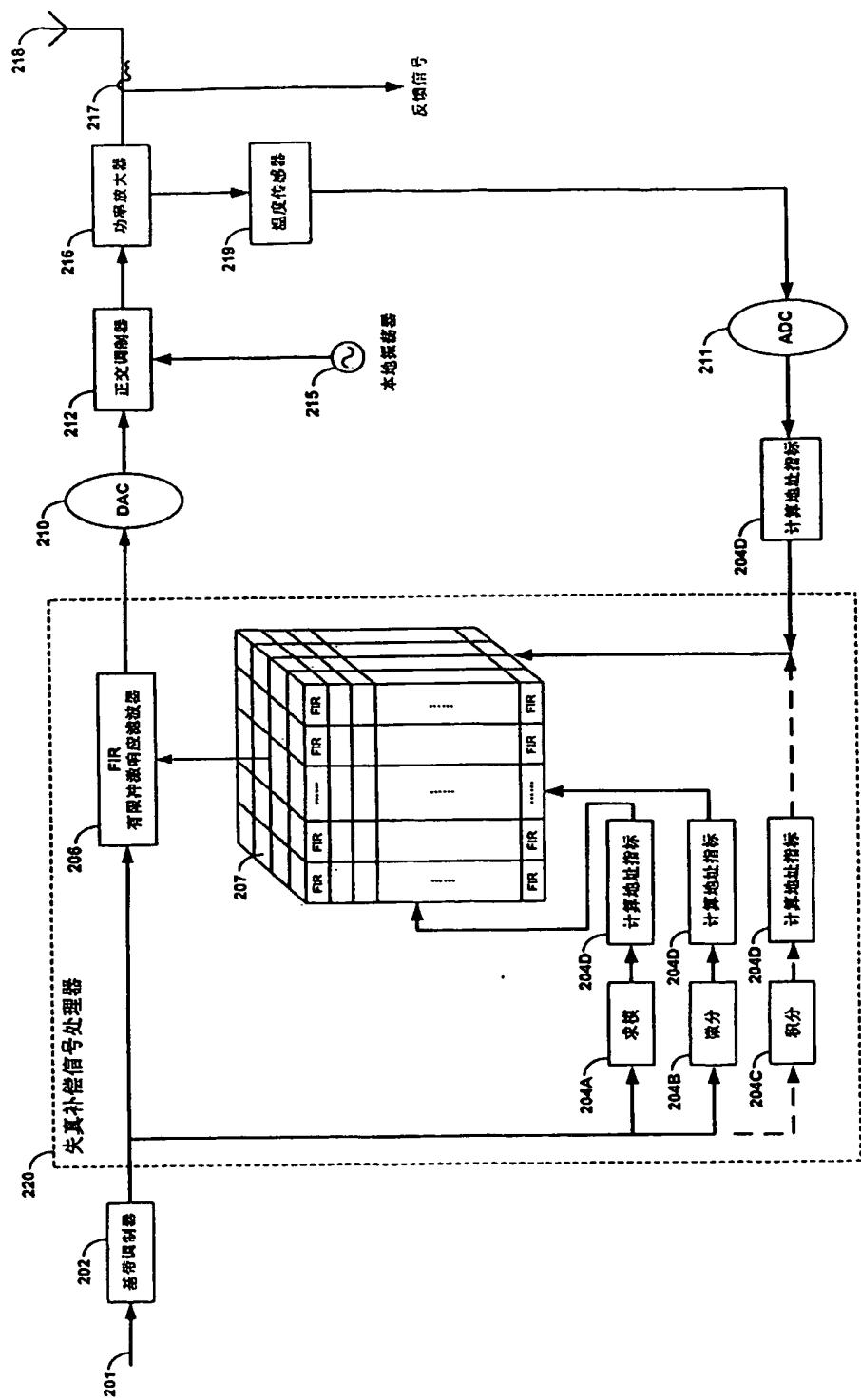


图 3

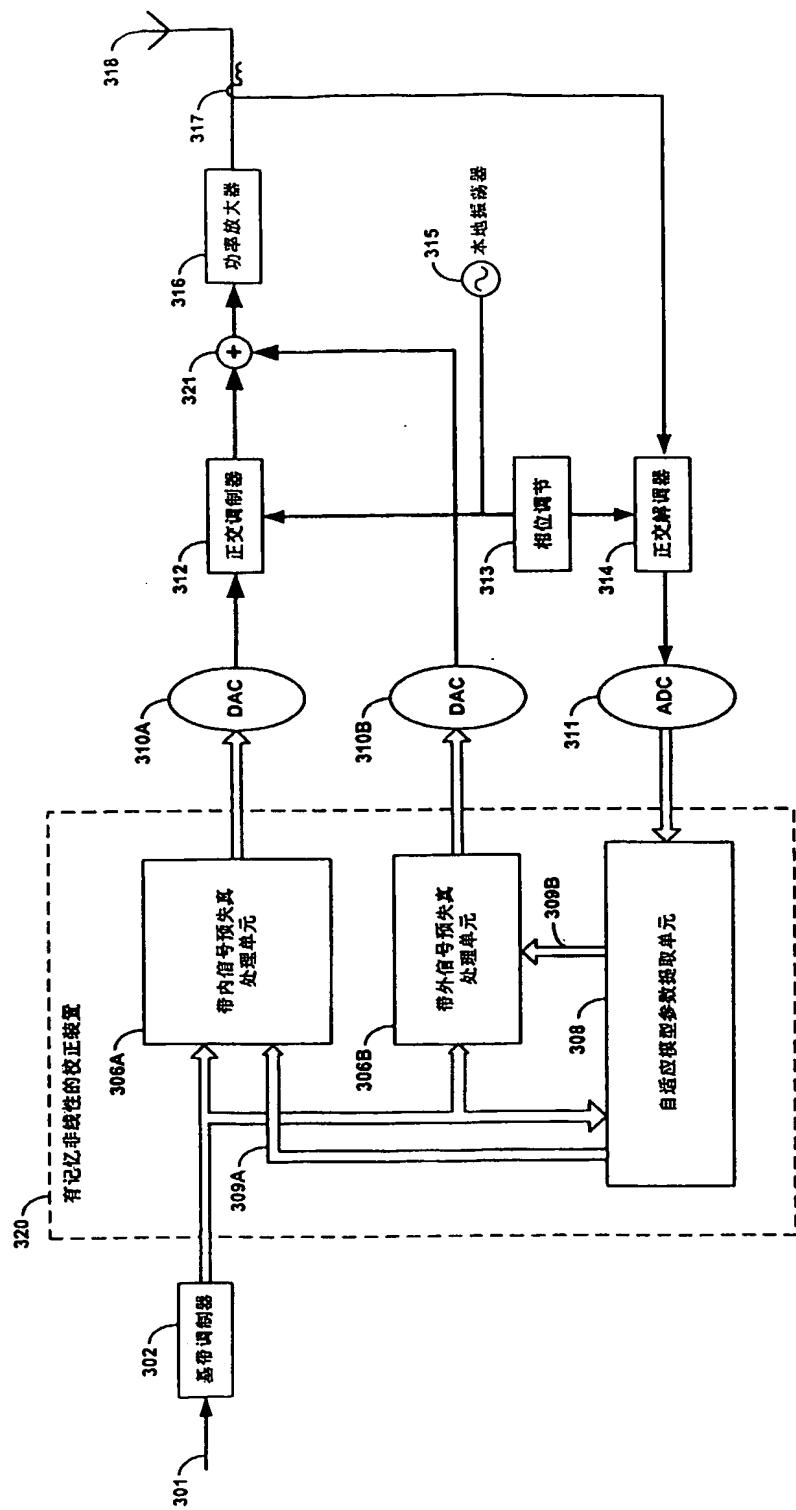


图 4

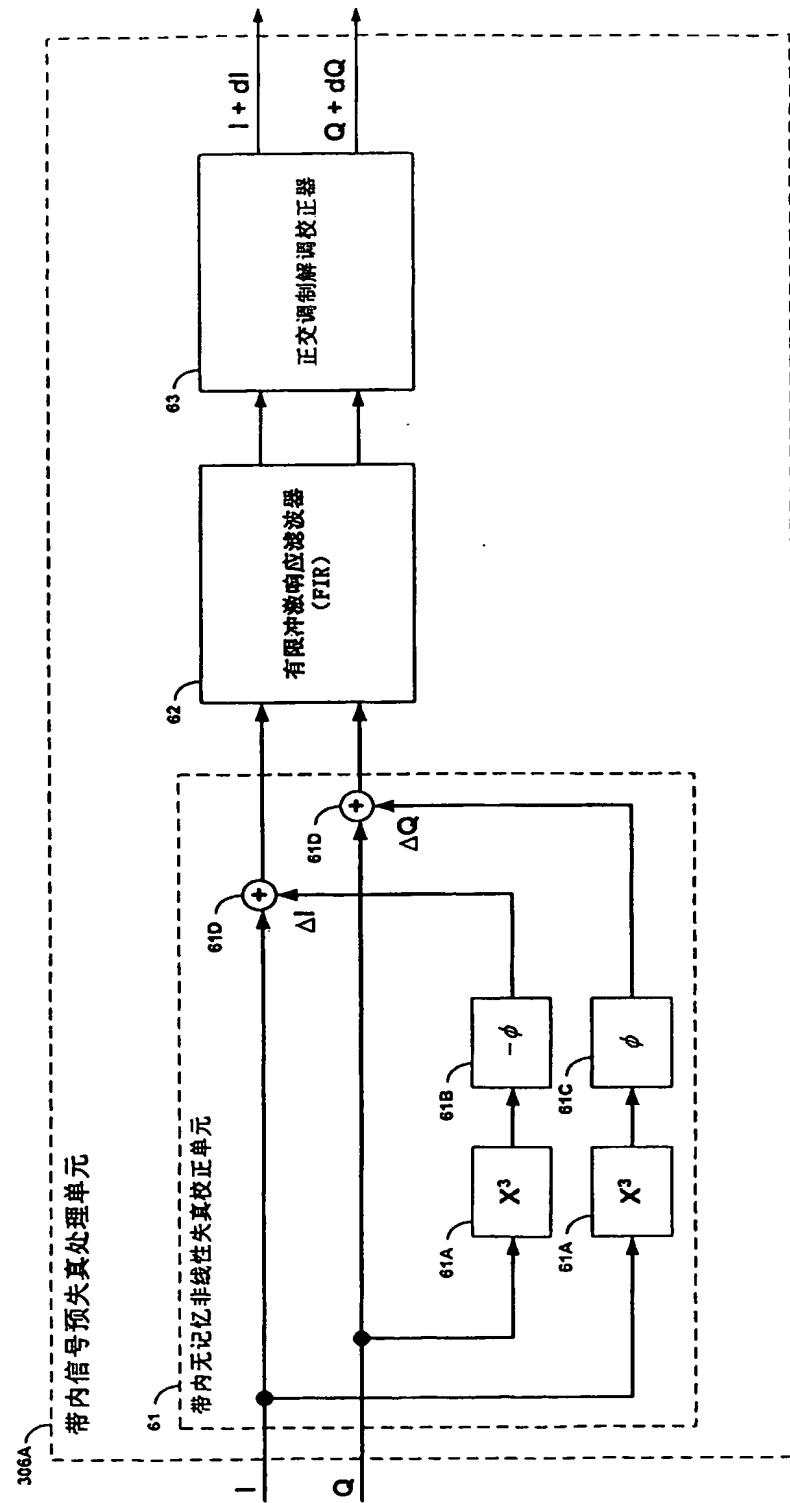


图 5

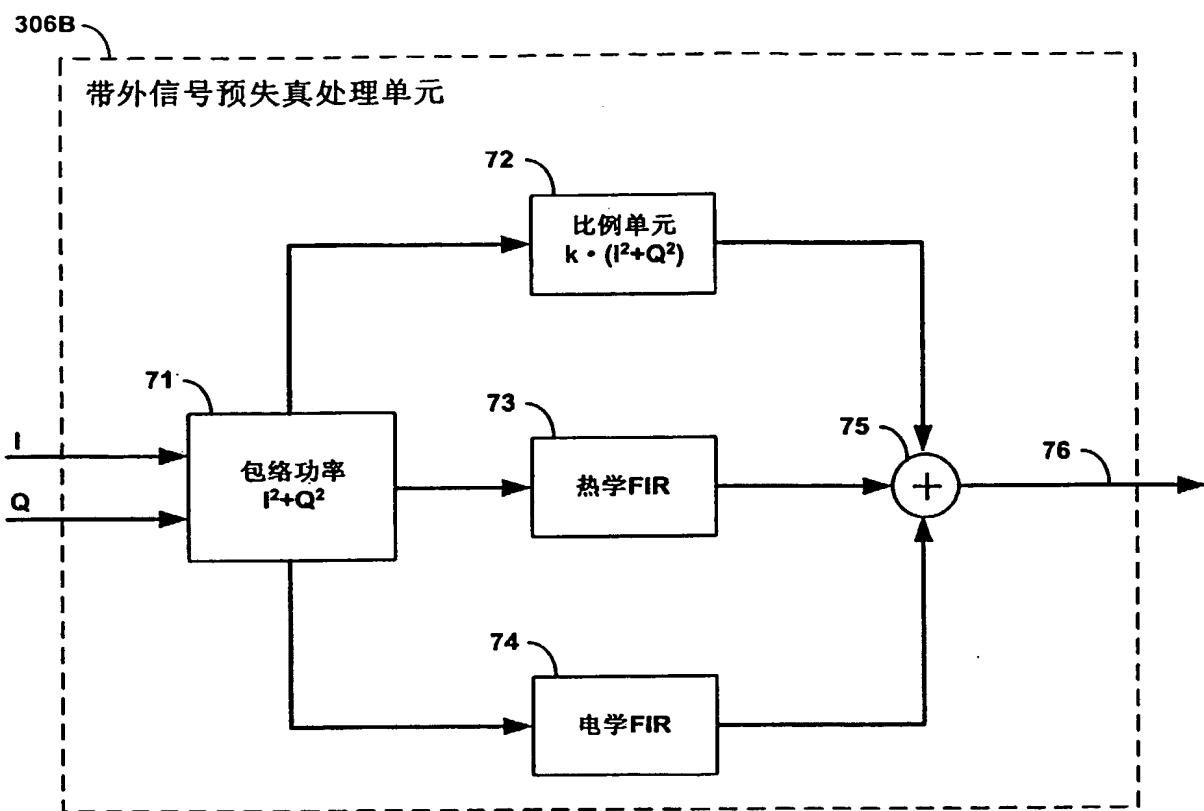


图 6

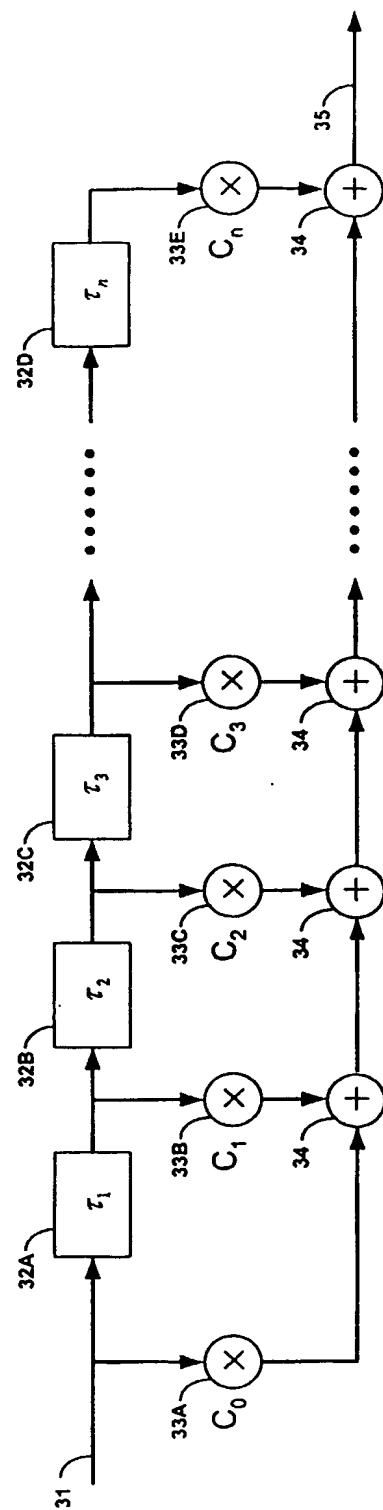


图 7

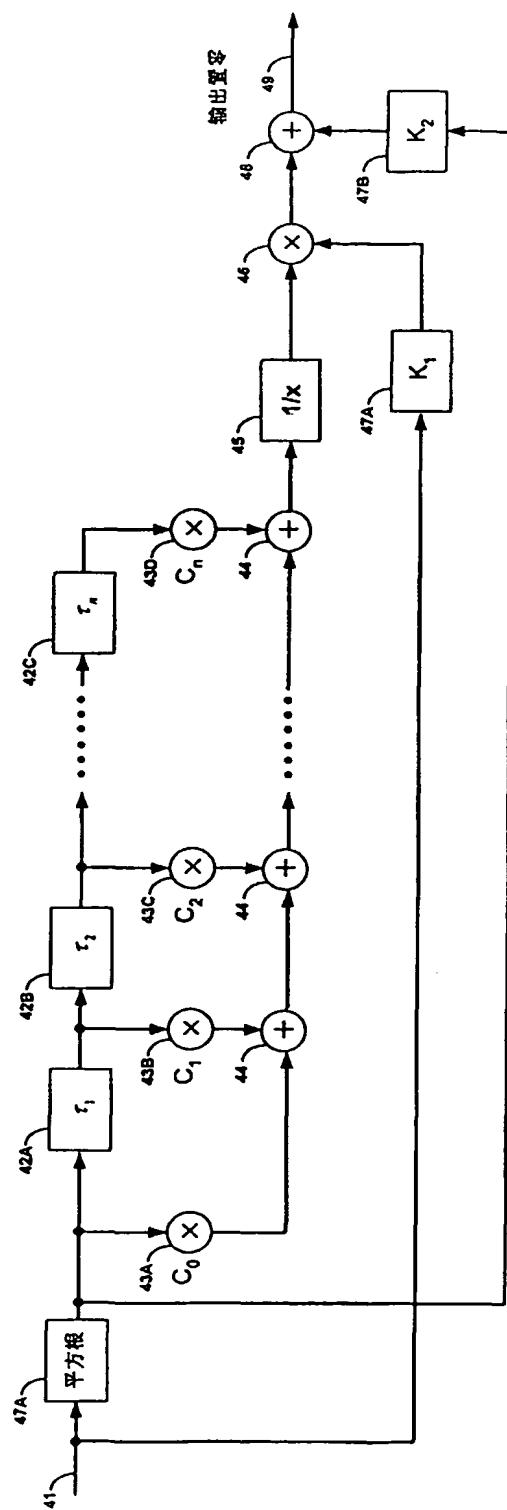
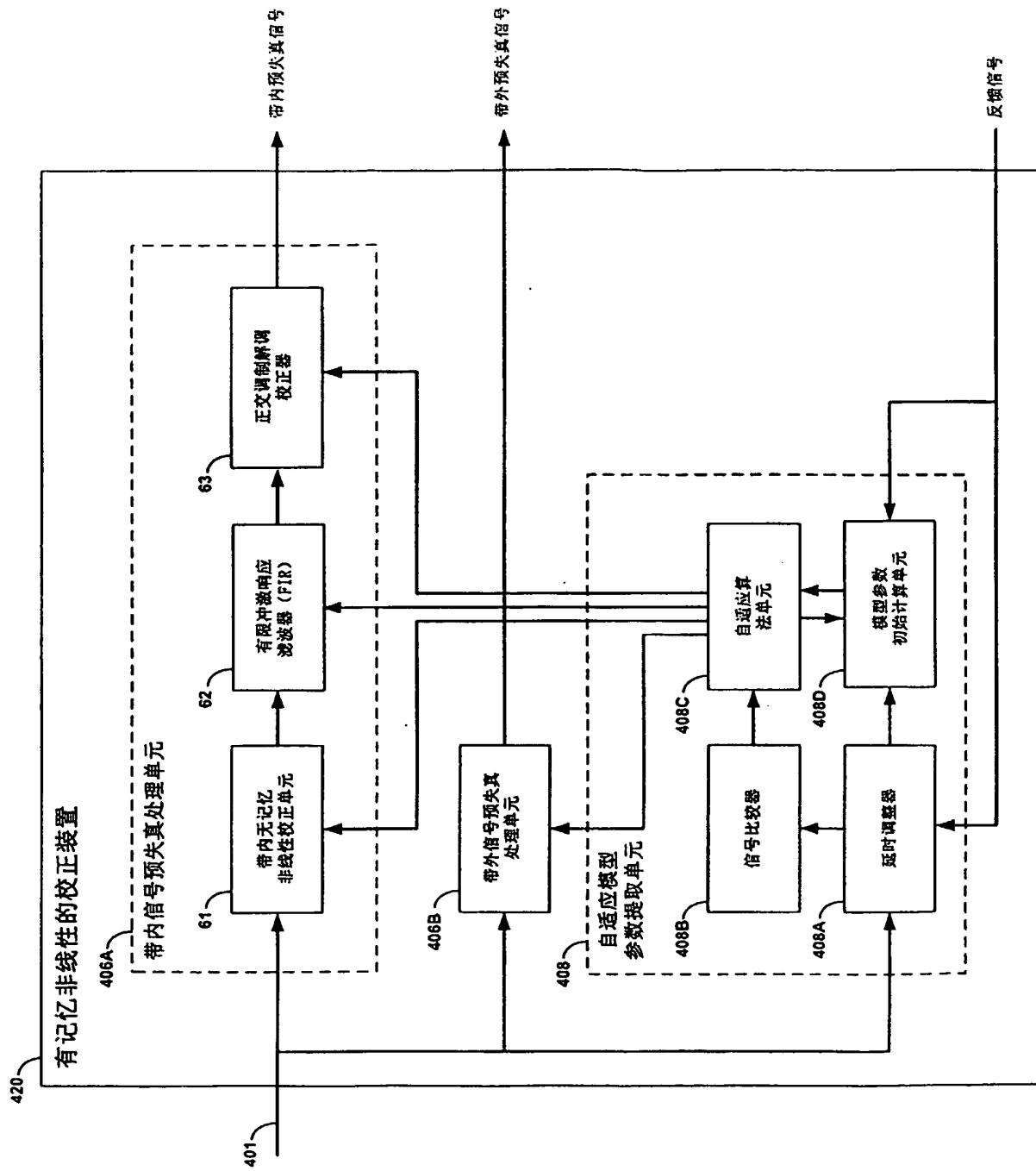


图 8



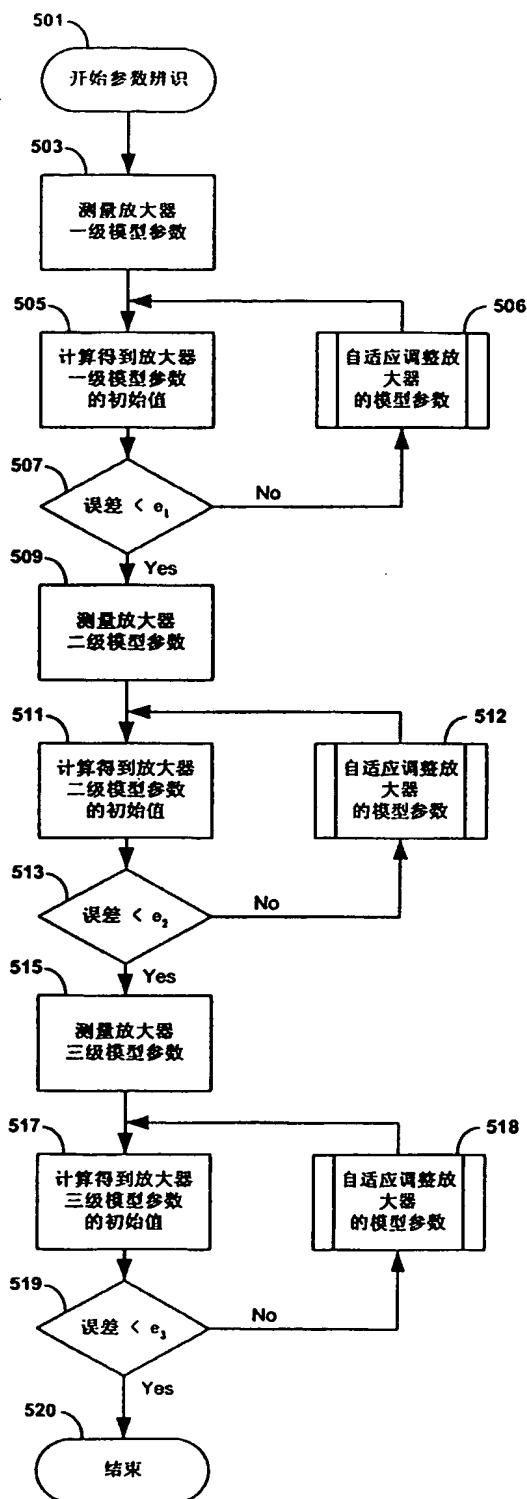


图 10

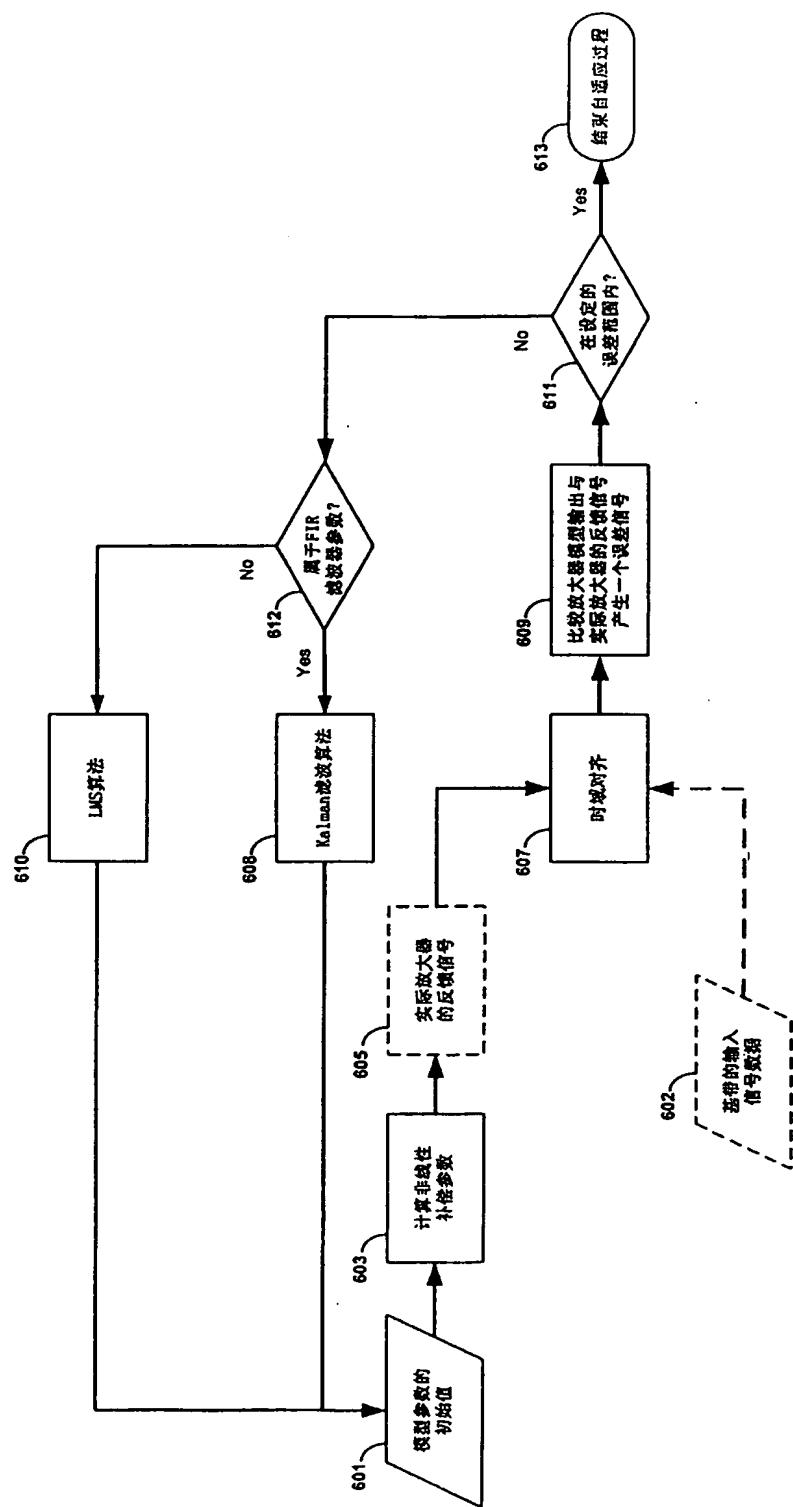


图 11

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN02/00774

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L 25/49 H03F1/32

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC<sup>7</sup> H04L 25/49 H03F1/32 H03F 1/34

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

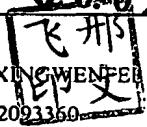
WPI, EPODOC, PAJ, CNPAT: Predistortion Linearization BroadBand 预失真 线性化 宽带

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN1335699A (HUAWEI TECH CO LTD) 13.FEB 2002 (13.2.2002) Whole Document	1-20
A	CN1341992A (LG ELECTRONICS INC) 27.MAR2002 (27.3.2002) Whole Document	1-20
A	CN1285089A (TELEFONAKTIEBOLAGET ERICSSON L M) 21.FEB2001(21.2.2001) Whole Document	1-20
A	WO0105026A (DATUM TELEGRAPHIC INC) 18.JAN2001(18.1.2001) Abstract	1-20

 Further documents are listed in the continuation of Box C.  See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"L" document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	"&" document member of the same patent family
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 24.DEC2002 (24.12.2002)	Date of mailing of the international search report 20 FEB 2003 (20.2.03)
Name and mailing address of the ISA/CN 6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District, 100088 Beijing, China Facsimile No. 86-10-62019451	Authorized officer  XING WENPEI Telephone No. 86-10-62093360

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**  
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN02/00774

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
CN1335699A	13.FEB 2002	NONE	
CN1341992A	27.MAR 2002	NONE	
CN1285089A	21.FEB 2001	JP2001527312T	25.DEC 2001
		WO9933170 A	1.JUL 1999
		AU1994199 A	12.JUL 1999
		US6075411 A	13.JUN 2000
		EP1042864 A	11.JAN 2000
		TW399364 A	21.JUL 2000
		KR2001033417 A	25.APR 2001
WO0105026A	18.JAN 2001	US2001050592 A1	13.DEC 2001
		AU200060094 A	30.JAN 2001

## 国际检索报告

国际申请号

PCT/CN02/00774

## A. 主题的分类

H04L 25/49 H03F1/32

按照国际专利分类表(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类

## B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类体系和分类号)

IPC<sup>7</sup> H04L 25/49 H03F1/32 H03F 1/34

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称和, 如果实际可行的, 使用的检索词)

WPI, EPODOC, PAJ, CNPAT: Predistortion Linearization BroadBand 预失真 线性化 宽带

## C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求编号
A	CN1335699A (华为技术有限公司) 13.2 月 2002 (13.2.2002) 全文	1—20
A	CN1341992A (LG 电子株式会社) 27.3 月 2002 (27.3.2002) 全文	1—20
A	CN1285089A (艾利森电话股份有限公司) 21.2 月 2001(21.2.2001) 全文	1—20
A	WO0105026A (数据电报公司) 18.1 月 2001(18.1.2001) 摘要	1—20

 其余文件在 C 栏的续页中列出。 见同族专利附件。

## \* 引用文件的专用类型:

“A” 明确叙述了被认为不是特别相关的一般现有技术的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布的在后文件, 它与申请不相抵触, 但是引用它是为了理解构成发明基础的理论或原理

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先的申请或专利

“X” 特别相关的文件, 仅仅考虑该文件, 权利要求所记载的发明就不能认为是新颖的或不能认为是有创造性

“L” 可能引起对优先权要求的怀疑的文件, 为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件

“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 权利要求记载的发明不具有创造性

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“&amp;” 同族专利成员的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

国际检索实际完成的日期 24.12 月 2002 (24.12.2002)	国际检索报告邮寄日期 20.2月2003 (20.02.03)
国际检索单位名称和邮寄地址 ISA/CN 中国北京市海淀区西土城路 6 号(100088) 传真号: 86-10-62019451	受权官员  电话号码: 86-10-62093560

国际检索报告  
关于同族专利成员的情报

国际申请号  
PCT/CN02/00774

检索报告中引用的专利文件	公布日期	同族专利成员	公布日期
CN1335699A	13.2 月 2002	无	
CN1341992A	27.3 月 2002	无	
CN1285089A	21.2 月 2001	JP2001527312T WO9933170 A AU1994199 A US6075411 A EP1042864 A TW399364 A KR2001033417 A	25.12 月 2001 1.7 月 1999 12.7 月 1999 13.6 月 2000 11.1 月 2000 21.7 月 2000 25.4 月 2001
WO0105026A	18.1 月 2001	US2001050592 A1 AU200060094 A	13.12 月 2001 30.1 月 2001

**第VIII(iv)栏 声明：发明人资格声明（仅为了指定美国的目的）**

声明必须与规程 214 条的标准语句一致；参见对于 VIII、VIII(i) 到 (v)（概述）的说明和专门对于 VII (iv) 的说明。如果不使用本栏，则请求书中不应包括此页。

**发明人资格声明（细则 4.17(iv) 和 51 之二. 1(a) (iv)）**  
**（仅为了指定美国的目的）**

我在此声明我相信我是要求保护和寻求专利的主题的原始、最初和唯一的（如果只列出了一个发明人）或者共同的（如果列出了不只一个发明人）发明人。

本声明是本国际申请的一个组成部分（如果本声明与国际申请一起提出）。

本声明是关于 PCT/\_\_\_\_\_ 号国际申请的（如果本声明根据细则 26 之三提出）。

我在此声明我的居所，邮寄地址和国籍和列在我名字下面的一样。

我在此声明我已检查过并理解上述国际申请的内容，包括所述申请的权利要求书。在所述申请的请求书中，我按照 PCT 细则 4.10 写明了对外国优先权的任何要求，并且在下面的“在先申请”栏目下，通过申请号，国家或世界贸易组织成员，申请的日、月、年，我写明了向美国以外的国家提出的，其申请日早于所要求的外国优先权申请的申请日的任何专利申请或者发明人证书申请，包括指定至少一个除美国以外的国家的任何 PCT 国际申请。

在先申请：\_\_\_\_\_

我在此承认自己有义务公开我知道的，根据美国联邦法规（CFR）第 37 篇第 1.56 条对确定专利性有实质意义的信息，包括对于部分继续申请，在该在先申请的申请日和该部分继续申请的 PCT 国际申请日之间可得到的实质性信息。

我在此声明所有根据我自己的知识所作的声明是真实的，并且所有根据信息和相信所作的声明相信是真实的；而且在作这些声明时我知道根据美国法典第 18 篇第 1001 条故意作假声明以及有关类似行为将受到罚款或监禁或二者并罚的惩罚，并且这样的故意假声明将危害申请或根据该申请授予的任何专利的有效性。

姓名： 刘晓伟

居所（城市和美国的州（适用时），或国家）： 中国 广东省 深圳市

邮寄地址： 深圳市南山区高新技术产业园科技南路中兴通讯大厦

国籍： 中国

发明人的签字： 刘晓伟

日期： 2002年10月24日

（如果签字未包括在请求书中，或如果声明是根据细则 26 之三在提出国籍申请之后更正或增加的，该签字必须是发明人的签字，而不是代理人的签字）

（如果签字未包括在请求书中，或如果声明是根据本细则 26 之三在提出国籍申请之后更正或增加的，该签字的日期）

姓名： \_\_\_\_\_

居所（城市和美国的州（适用时），或国家）： \_\_\_\_\_

邮寄地址： \_\_\_\_\_

国籍： \_\_\_\_\_

发明人的签字： \_\_\_\_\_

日期： \_\_\_\_\_

（如果签字未包括在请求书中，或如果声明是根据细则 26 之三在提出国籍申请之后更正或增加的，该签字必须是发明人的签字，而不是代理人的签字）

（如果签字未包括在请求书中，或如果声明是根据本细则 26 之三在提出国籍申请之后更正或增加的，该签字的日期）

本声明下转声明续页中“续第 VIII (iv) 栏”。